

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2004年2月19日 (19.02.2004)

PCT

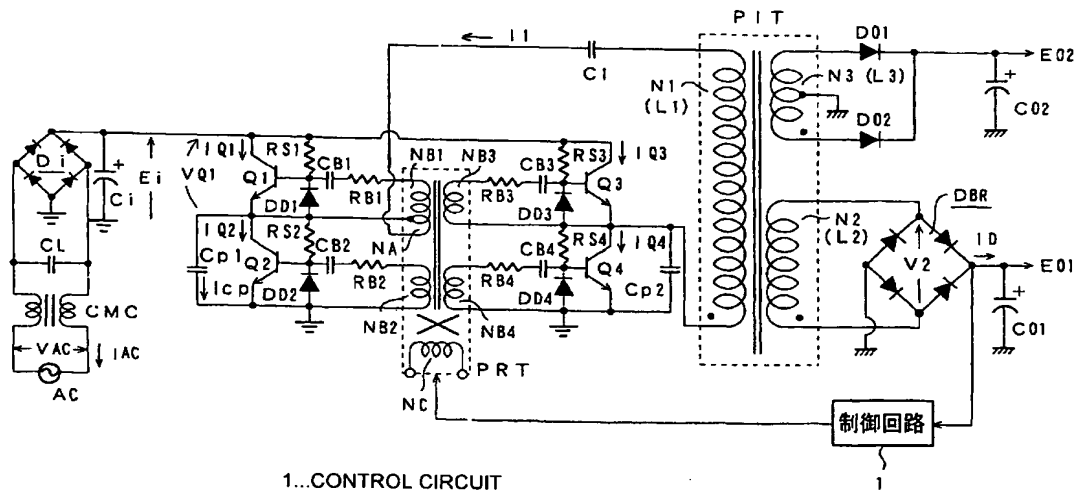
(10) 国際公開番号
WO 2004/015849 A1

- (51) 国際特許分類: H02M 3/28 (72) 発明者; および
(21) 国際出願番号: PCT/JP2003/010151 (75) 発明者/出願人 (米国についてののみ): 安村 昌之 (YA-SUMURA, Masayuki) [JP/JP]; 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 ソニー・ヒューマンキャピタル株式会社内 Tokyo (JP).
(22) 国際出願日: 2003年8月8日 (08.08.2003)
(25) 国際出願の言語: 日本語
(26) 国際公開の言語: 日本語 (74) 代理人: 中村 友之 (NAKAMURA, Tomoyuki); 〒105-0001 東京都港区虎ノ門1丁目2番3号 虎ノ門第一ビル9階 三好内外国特許事務所内 Tokyo (JP).
(30) 優先権データ:
特願2002-233631 2002年8月9日 (09.08.2002) JP
特願2002-233630 2002年8月9日 (09.08.2002) JP
特願2003-188344 2003年6月30日 (30.06.2003) JP
(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): ソニー株式会社 (SONY CORPORATION) [JP/JP]; 〒141-0001 東京都品川区北品川6丁目7番35号 Tokyo (JP). (81) 指定国 (国内): CN, KR, US.
添付公開書類:
— 国際調査報告書
— 補正書

[続葉有]

(54) Title: SWITCHING POWER SUPPLY CIRCUIT

(54) 発明の名称: スイッチング電源回路



1...CONTROL CIRCUIT

(57) Abstract: A switching power supply circuit having an improved power conversion efficiency. A composite resonance converter of a combination of a current resonance converter provided on the primary side and a primary-side partial voltage resonance circuit has a primary-side DC input rectifier circuit composed of a full-wave rectifier circuit. The gap G of the core of an isolated converter transformer (PIT) is 2.0 mm. The primary and secondary windings (N1, N2) are loosely coupled, namely their coupling factor is about 0.81. The numbers of turns of the primary and secondary windings (N1, N2) are determined so that the induced voltage per one turn induced in the secondary winding (N2) may be 2 V or less. With this constitution, the leakage inductance (L11) of the primary winding (N1) and the leakage inductance (L21) of the secondary winding (N2) are increased. As a result, the primary-side current (I1) under light load is reduced, and the switching output currents (IQ1, IQ2) are reduced.

(57) 要約: 電力変換効率の向上を図ることができるスイッチング電源回路である。一次側に構成した電流共振形コンバータと一次側部分電圧共振回路を組み合わせた複合共振コンバータにおいて、一次側直流入力整流回路を全波整流回路によって構成したうえで、絶縁コンバータトランス (PIT) のコアのギャップGを2.0mmにして、一次巻線 (N1) と二次巻線 (N2) の結合係数を0.81程度の疎結合にする。さらに二次巻線 (N2) の1ターンあたりの誘起電圧が2V以下となるように、一次巻線 (N1) と二次

[続葉有]

巻線 (N2) の巻線数を選定する。このように構成すれば、一次巻線 (N1) のリーケージインダクタンス (L11) と、二次巻線 (N2) のリーケージインダクタンス (L21) の増加を図ることで、軽負荷時における一次側電流 (I1) の低減を図り、スイッチング出力電流 (I Q1), (I Q2) を低減することが可能になる。

明細書

スイッチング電源回路

5 技術分野

本発明は、各種電子機器に電源として備えられるスイッチング電源回路に関するものである。

背景技術

- 10 スイッチング電源回路として、例えばフライバックコンバータやフォワードコンバータなどの形式のスイッチングコンバータを採用したものが広く知られている。これらのスイッチングコンバータはスイッチング動作波形が矩形波状であることから、スイッチングノイズの抑制には限界がある。また、その動作特性上、電力変換効率の向上にも限界がある
- 15 ことがわかっている。

- そこで、先に本出願人により、各種共振形コンバータによるスイッチング電源回路が各種提案されている。共振形コンバータは容易に高電力変換効率を得られると共に、スイッチング動作波形が正弦波状となることで低ノイズが実現される。また、比較的少数の部品点数により構成す
- 20 ることができるというメリットも有している。

第21図は、先に本出願人により提案された発明に基づいて構成することのできる電源回路の構成例を示す回路図である。この電源回路には自励式の電流共振形コンバータが採用されている。

- この図に示すスイッチング電源回路においては、商用交流電源（交流
- 25 入力電圧 V_{AC} ）から直流入力電圧（整流平滑電圧 E_i ）を生成するための整流回路系として、図示するように、2本の低速リカバリ型の整流

ダイオードD1, D2と、2本の平滑コンデンサC i 1, C i 2を接続してなる倍電圧整流回路が設けられる。この倍電圧整流回路では、直列接続された平滑コンデンサC i 1-C i 2の両端に、交流入力電圧VACの2倍に対応する整流平滑電圧E iを生成する。

- 5 この電源回路のスイッチングコンバータは、図示するように、2つのスイッチング素子Q1, Q2をハーフブリッジ結合したうえで、平滑コンデンサC i 1の正極側の接続点とアース間に対して挿入するようにして接続されている。この場合、スイッチング素子Q1, Q2には、耐圧400Vのバイポーラトランジスタ(BJT; 接合型トランジスタ)が
- 10 採用される。

このスイッチング素子Q1, Q2の各コレクターベース間には、それぞれ起動抵抗RS1, RS2が挿入される。

- また、スイッチング素子Q1, Q2のベース-エミッタ間にはクランプダイオードDD1, DD2がそれぞれ挿入されている。この場合、クランプダイオードDD1のカソードはスイッチング素子Q1のベースと接続され、アノードはスイッチング素子Q1のエミッタと接続される。また、同様にクランプダイオードDD2のカソードはスイッチング素子Q2のベースと接続され、アノードはスイッチング素子Q2のエミッタと接続される。
- 15

- 20 スwitchング素子Q1のベースとスイッチング素子Q2のコレクタ間に対しては、ベース電流制限抵抗RB1、共振用コンデンサCB1、駆動巻線NB1からなる直列接続回路が挿入される。共振用コンデンサCB1は自身のキャパシタンスと、駆動巻線NB1のインダクタンスLB1と共に直列共振回路を形成する。

- 25 同様に、スイッチング素子Q2のベースと一次側アース間に対しては、ベース電流制限抵抗RB2、共振用コンデンサCB2、駆動巻線NB2から

なる直列接続回路が挿入されており、共振用コンデンサCB2と駆動巻線NB2のインダクタンスLB2と共に自励発振用の直列共振回路を形成する。

直交形制御トランスPRT (Power Regulating Transformer) は、
5 スイッチング素子Q1、Q2を駆動すると共に、後述するようにして定電圧制御を行う。

この直交形制御トランスPRTは、駆動巻線NB1、NB2及び共振電流を検出する共振電流検出巻線NAが巻回され、更にこれらの各巻線に対して制御巻線NCが直交する方向に巻回された直交型の可飽和リアクトルである。
10

この直交形制御トランスPRTの構造としては、図示は省略するが、4本の磁脚を有する2つのダブルコの字型コアの互いの磁脚の端部を接合するようにして立体型コアを形成する。そして、この立体型コアの所定の2本の磁脚に対して、同じ巻装方向に共振電流検出巻線NA、駆動巻線NBを巻装し、更に制御巻線NCを、上記共振電流検出巻線NA、及び駆動巻線NBに対して直交する方向に巻装して構成される。
15

この場合、駆動巻線NB1の一端は、共振用コンデンサCB1ー抵抗RB1の直列接続を介してスイッチング素子Q1のベースに接続され、他端はスイッチング素子Q2のコレクタに接続される。駆動巻線NB2の一端はアースに接地されると共に、他端は共振用コンデンサCB2ー抵抗RB2の直列接続を介してスイッチング素子Q2のベースと接続されている。駆動巻線NB1と駆動巻線NB2は互いに逆極性の電圧が発生するように巻装されている。
20

また、共振電流検出巻線NAの一端はスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタとの接続点（スイッチング出力点）に対して接続され、他端は後述する絶縁コンバータトランス
25

(Power Isolation Transformer) P I T の一次巻線 N1 の一端に対して接続される。なお、共振電流検出巻線 NA の巻数 (ターン数) は例えば 1 T (ターン) 程度とされている。

- 絶縁コンバータトランス P I T は、スイッチング素子 Q1, Q2 のスイッチング出力を二次側に伝送する。

- 絶縁コンバータトランス P I T の構造としては、第 19 図に示すように、例えばフェライト材による E 字型コア CR 1、CR 2 を互いの磁脚が対向するように組み合わせた E-E 字型コアが備えられ、この E-E 字型コアの中央磁脚に対して、分割ボビン B を利用して一次巻線 N1 (N4) と二次巻線 N2 (N3) とが分割された状態で巻装されている。
- この場合、分割ボビン B には、約 60 mmφ のリッツ線を、がら捲きにより巻回して一次巻線 N1 (N4) と二次巻線 N2 (N3) とをそれぞれ巻装して構成するようにしている。

- またこの場合、E-E 字型コアの中央磁脚に対しては 0.5 mm ~ 1.0 mm のギャップ G を形成するようにしている、これによって、一次巻線 N1 と二次巻線 N2 (N3) の結合係数 k としては、例えば $k \approx 0.85$ の疎結合の状態を得るようにしている。

- 絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 の一端は、共振電流検出巻線 NA を介してスイッチング素子 Q1 のエミッタとスイッチング素子 Q2 のコレクタの接点 (スイッチング出力点) に接続されることで、スイッチング出力が得られるようにされる。また、一次巻線 N1 の他端は、例えばフィルムコンデンサからなる一次側直列共振コンデンサ C1 を介して一次側アースに接地されている。

- この場合、上記一次側直列共振コンデンサ C1、及び一次巻線 N1 は直列に接続され、この一次側直列共振コンデンサ C1 のキャパシタンス及び一次巻線 N1 (直列共振巻線) を含む絶縁コンバータトランス P I

Tの漏洩インダクタンス（リーケージインダクタンス）成分とにより、スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための直列共振回路を形成するようにしている。

- また、スイッチング素子Q2のコレクターエミッタ間に対しては、一次側部分電圧共振用の一次側部分電圧共振コンデンサC_pが並列に接続されており、この一次側部分電圧共振コンデンサC_pと一次巻線N1のリーケージインダクタンスとにより部分電圧共振回路を形成する。これにより、スイッチング素子Q1、Q2を零電圧スイッチング（ZVS：Zero Voltage Switching）動作、及び零電流スイッチング（ZCS：Zero Current Switching）動作させるようにしている。

この図に示す一次側スイッチングコンバータとしては、一次側直列共振回路（L1-C1）による電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振回路（C_p//L1）とによる部分電圧共振動作とが得られることになる。

- つまり、この図に示す電源回路は、一次側スイッチングコンバータを共振形とするための共振回路に対して、他の共振回路とが組み合わされた形式を採っていることになる。本明細書では、このようなスイッチングコンバータについて、複合共振形コンバータということにする。

- また、この図における絶縁コンバータトランスPITの二次側には、二次巻線N2、N3がそれぞれ独立して巻装されている。そして、二次巻線N2に対してはブリッジ整流回路DBR及び平滑コンデンサC01を接続することで、二次側直流出力電圧E01を生成するようにしている。また、二次巻線N3に対してはセンタータップを設けた上で、二次巻線N3に、それぞれ整流ダイオードD01、D02、及び平滑コンデンサC02を図のように接続することで〔整流ダイオードD01、D02、平滑コ

ンデンサC02] から成る両波整流回路を形成して二次側直流出力電圧E02を生成するようにしている。

この場合、二次側直流出力電圧E01は制御回路1に対しても分岐して入力される。

- 5 制御回路1は、例えば二次側の直流出力電圧E01のレベルに応じてそのレベルが可変される直流電流を、制御電流として直交形制御トランスPRTの制御巻線NCに供給することにより後述するようにして定電圧制御を行う。

- 10 上記構成による電源回路のスイッチング動作としては、先ず商用交流電源が投入されると、例えば起動抵抗RS1, RS2を介してスイッチング素子Q1, Q2のベースに起動電流が供給され、例えばスイッチング素子Q1が先にオンになったとすれば、スイッチング素子Q2はオフとなるように制御される。そしてスイッチング素子Q1の出力として、共振電流検出巻線NA→一次巻線N1→一次側直列共振コンデンサC1に共振電流が流れ、この共振電流が零となる近傍でスイッチング素子Q2が
- 15 オン、スイッチング素子Q1がオフとなるように制御される。そして、スイッチング素子Q2を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、スイッチング素子Q1, Q2が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が開始される。

- 20 このように、平滑コンデンサCiの端子電圧を動作電源としてスイッチング素子Q1, Q2が交互に開閉を繰り返すことによって、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に共振電流波形に近いドライブ電流を供給し、二次巻線N2, N3に交番出力を得る。

- 25 また、直交形制御トランスPRTによる定電圧制御は次のようにして行われる。

例えば、交流入力電圧や負荷電力の変動によって二次側直流出力電圧 E_{01} が変動したとすると、制御回路 1 では二次側直流出力電圧 E_{01} の変動に応じて制御巻線 NC に流れる制御電流のレベルを可変制御する。

- この制御電流により直交形制御トランス PRT に発生する磁束の影響
- 5 で、直交形制御トランス PRT においては飽和傾向の状態が変化し、駆動巻線 NB1, NB2 のインダクタンスを変化させるように作用する。これにより、自励発振回路の条件が変化してスイッチング周波数 f_s が変化するように制御される。

- この図に示す電源回路では、一次側直列共振コンデンサ C1、及び一
- 10 次巻線 N1 の直列共振回路の共振周波数よりも高い周波数領域でスイッチング周波数 f_s を設定しており、例えばスイッチング周波数 f_s が高くなると、直列共振回路の共振周波数に対してスイッチング周波数 f_s が離れていくようにされる。これにより、スイッチング出力に対する一次側直列共振回路の共振インピーダンスは高くなる。

- 15 このようにして共振インピーダンスが高くなることで、一次側直列共振回路の一次巻線 N1 に供給されるドライブ電流が抑制される結果、二次側直流出力電圧が抑制されることになって、定電圧制御が図られることになる。

- また、第 22 図は、先に本出願人により提案された発明に基づいて構
- 20 成することのできる他の電源回路の構成例を示す回路図である。なお、上記第 21 図に示した電源回路と同一部分には同一符号を付して説明は省略する。

- この第 22 図に示す電源回路も、2 つのスイッチング素子 Q11, Q
- 12 をハーフブリッジ結合した電流共振形コンバータが備えられている
- 25 が、その駆動方式は他励式とされている。この場合、スイッチング素子

Q11, Q12 には MOS-FET もしくは IGBT (絶縁ゲートバイポーラトランジスタ) が採用される。

またこの場合は、ブリッジ整流回路 Di、及び平滑コンデンサ Ci からなる整流平滑回路により、商用交流電源 AC の交流入力電圧 VAC を
5 整流平滑化して、例えば交流入力電圧 VAC のピーク値の 1 倍に対応する直流入力電圧を生成するようにされる。

スイッチング素子 Q11, Q12 の各ゲートは、発振・ドライブ回路 11 に接続されている。また、スイッチング素子 Q11 のドレインは、平滑コンデンサ Ci の正極と接続され、ソースは一次巻線 N1、一次側直
10 列共振コンデンサ C1 を介して一次側アースに接続される。また、スイッチング素子 Q12 のドレインは、上記スイッチング素子 Q11 のソースと接続され、そのソースは一次側アースに接続されている。

また、ここでも、一次側部分電圧共振用の一次側部分電圧共振コンデンサ Cp がスイッチング素子 Q12 のドレイン-ソース間に対して並列
15 に接続される。

更に、各スイッチング素子 Q11, Q12 のドレイン-ソース間に対しては、クランプダイオード DD1, DD2 が並列に接続されている。

上記スイッチング素子 Q11, Q12 は、発振・ドライブ回路 11 によって、先に第 21 図において説明したのと同様のスイッチング動作が得
20 られるようにスイッチング駆動される。

つまり、この場合の制御回路 1 は、直流出力電圧 E01 の変動に応じて変動したレベルの電流又は電圧を、フォトカプラ PC を介して一次側の発振・ドライブ回路 11 に対して供給する。発振・ドライブ回路 11 では、直流出力電圧 E01 の安定化が図られるように制御回路 1 からの
25 出力レベルに応じて、その周期が可変されたスイッチング駆動信号 (電圧) をスイッチング素子 Q11, Q12 のゲートに対して交互に出力する。

これによって、スイッチング素子 Q_{11} 、 Q_{12} のスイッチング周波数 f_s が可変されることになる。

この場合、発振・ドライブ回路11は、絶縁コンバータトランスPITの一次側に形成した三次巻線 N_4 に対して、整流ダイオード D_3 及び
5 コンデンサ C_3 から成る整流回路によって得られた低圧の直流電圧 E_3 を入力して動作電源としている。また、起動時においては、起動抵抗 R_S を介して整流平滑電圧 E_i を入力することで起動するようになっている。

第23図は、第21図に示した電源回路の要部の動作波形を示した図
10 である。

なお、第22図に示した電源回路の動作波形もほぼ同様とされる。

先ず、商用交流電源が投入され、例えば起動抵抗 R_{S1} を介してスイッチング素子 Q_1 のベースに起動電流が供給されて、スイッチング素子 Q_1 がオンになると、スイッチング素子 Q_2 はオフとなるように制御さ
15 れる。そしてスイッチング素子 Q_1 の出力として、一次巻線 N_1 →一次側直列共振コンデンサ C_1 に共振電流が流れ、この共振電流が零となる近傍でスイッチング素子 Q_2 がオン、スイッチング素子 Q_1 がオフとなるように制御される。以降はスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 が交互にオンとなるように制御される。

20 これにより、スイッチング素子 Q_2 がオンとなる期間 T_{ON} 、及びオフとなる期間 T_{OFF} におけるスイッチング素子 Q_2 のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q2} は、第23図(a)に示すような波形となり、スイッチング素子 Q_2 のコレクタには、第23図(b)に示すような波形のスイッチング電流 I_{Q2} が流れることになる。

25 また、ここでは図示していないが、スイッチング素子 Q_1 のコレクターエミッタ間電圧と、スイッチング素子 Q_1 側に流れるスイッチング電

流は、スイッチング素子 $Q2$ のコレクター-エミッタ間電圧 V_{Q2} と、スイッチング電流 I_{Q2} に対して、 180° の位相差を有した波形となる。つまり、スイッチング素子 $Q1, Q2$ は、交互にオン/オフするタイミングでスイッチングを行うようにされる。

- 5 上記スイッチング素子 $Q1, Q2$ のスイッチング動作により、一次側直列共振コンデンサ $C1$ に流れる一次側直列共振電流 $I1$ は、第23図(c)に示されているようにスイッチング周期に応じた正弦波となる。つまり、電流共振形に応じた共振波形となるものである。この一次巻線 $N1$ に流れる電流に応じて発生する交番電圧によって、二次巻線 $N2$ にも交番電圧が励起されることになる。

- 10 そして、上記のようにして二次巻線 $N2$ に発生する交番電圧に応じて、二次巻線 $N2$ に接続されるブリッジ整流回路 DBR の正極側の入力端子と負極側の入力端子との間の端子間電圧 $V2$ としては、第23図(e)に示す波形が得られることになる。つまり、ブリッジ整流回路 DBR に
- 15 整流電流が流れる期間において整流平滑電圧 $E0$ の絶対値レベルでクランプされた波形が得られる。 $E0$ の絶対値レベルでクランプされる期間が、整流電流が流れる期間に対応するものであり、このことから、端子間電圧 $V2$ によっては二次巻線 $N2$ に流れる電流が不連続モードであることも示されている。

- 20 また、スイッチング素子 $Q2$ に対して並列に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサ Cp には、第23図(d)に示されているように、スイッチング素子 $Q1, Q2$ が、それぞれターンオンまたはターンオフ時の短期間のみ共振電流 I_{CP} が流れることになる。つまり、部分電圧共振動作を行うようにされる。

これにより、スイッチング素子Q1、Q2をZVS動作及びZCS動作としてスイッチング素子Q1、Q2におけるスイッチング損失の低減を図るようにしている。

第24図は、第21図に示した電源回路の特性例として、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 時において、二次側直流出力電圧 E_{01} の負荷電力 P_o が $0W \sim 200W$ まで変動した時のAC-DC電力変換効率($\eta_{AC \rightarrow DC}$)、スイッチング周波数 f_s 、スイッチング素子Q2の期間 T_{ON} の変化特性を示した図である。

この図に示すように、第21図に示した電源回路では、負荷電力 P_o が重くなるにしたがって、スイッチング周波数 f_s が低くなるように制御されている。またこれと同時にスイッチング素子Q2がオンとなる期間 T_{ON} が長くなるように制御されている。

また、この場合のAC-DC電力変換効率($\eta_{AC \rightarrow DC}$)は、負荷電力 $P_o=200W$ 時に約91.8%、負荷電力 $P_o=150W$ 時に約92.4%となり、負荷電力 $P_o=150W$ 時において最も高効率な状態が得られている。

なお、第23図に示す動作波形及び第24図に示す特性を得るにあたっては、第21図に示す電源回路の部品素子の定数を次のように選定している。

20 先ず、絶縁コンバータトランスPITについては、一次巻線 $N_1=$ 二次巻線 $N_2=45T$ を巻装している。また、一次側直列共振コンデンサ $C_1=0.056\mu F$ 、一次側部分電圧共振コンデンサ $C_p=330pF$ を選定している。

また、第25図は、先に本出願人が提案した発明に基づいて構成することのできる、先行技術としてのスイッチング電源回路のさらに他の回

路例を示した図である。なお、第 2 1 図、第 2 2 図に示した電源回路と同一部分には同一符号を付して説明は省略する。

この図に示す電源回路は、他励式による電流共振形コンバータに対して部分電圧共振回路が組み合わされている。また、商用交流電源 AC =
5 100 V 系の条件に対応した構成が採られている。

この図に示す電源回路においても、第 2 2 図に示した電源回路と同様、入力整流回路として全波整流平滑回路が備えられる。

また、この電源回路においては、スイッチング素子 Q11, Q12 をスイッチング駆動するために、例えば汎用の IC による発振・ドライブ・
10 保護回路 2 が設けられる。この発振・ドライブ・保護回路 2 は、発振回路、駆動回路、及び保護回路を有している。そして、発振回路及び駆動回路によって、所要の周波数によるドライブ信号（ゲート電圧）をスイッチング素子 Q11, Q12 の各ゲートに対して印加する。これにより、
スイッチング素子 Q11, Q12 は、所要のスイッチング周波数により交互にオン／オフするようにしてスイッチング動作を行う。
15

また、発振・ドライブ・保護回路 2 の保護回路は、例えば当該電源回路における過電流、過電圧の状態を検出して、回路が保護されるようにしてスイッチング素子 Q11, Q12 のスイッチング動作を制御する。

絶縁コンバータトランス P I T の二次側には、二次巻線 N2 と、この
20 二次巻線 N2 よりも少ない巻数による二次巻線 N2A が巻装されている。これらの二次側巻線には、一次巻線 N1 に伝達されたスイッチング出力に応じた交番電圧が励起される。

二次巻線 N2 は、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、図示するようにして整流ダイオード D01, D
25 02、及び平滑コンデンサ C01 から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサ C01 の両端電圧として二次側直流出力電

圧E01が得られる。この二次側直流出力電圧E01は、図示しない負荷側に供給されるとともに、次に説明する制御回路1のための検出電圧としても分岐して入力される。

また、二次巻線N2Aも、センタータップを二次側アースに接続した
5 上で、整流ダイオードD03、D04、及び平滑コンデンサC02から成る
両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサC02の両
端電圧として二次側直流出力電圧E02が得られる。また、二次側直
流出力電圧E02は、制御回路1のための動作電源としても供給される。

制御回路1は、二次側直流出力電圧E01のレベル変化に応じた検出
10 出力を発振・ドライブ・保護回路2に供給する。発振・ドライブ・保護
回路2では、入力された制御回路1の検出出力に応じてスイッチング周
波数を可変するようにして、スイッチング素子Q11、Q12を駆動する。
このようにしてスイッチング素子Q11、Q12のスイッチング周波数が
可変されることで、二次側直流出力電圧のレベルが安定化されること
15 になる。

ここで、上記構成による電源回路において、発振・ドライブ・保護回
路2の動作電源として供給される低圧の直流電圧E3は、約1.7Vが
得られるようにされている。

また、二次側直流電圧E01としては、約135Vが得られるように
20 されている。そして、この条件の下で、二次巻線N2のターン数Tにつ
いて、 $5\text{ V}/T$ 以上となるようにされ、整流ダイオードD01、D02に
流れる二次巻線電流は連続モードとなっている。

第26図は、第25図に示した電源回路の動作をスイッチング周期に
より示す波形図である。ここでは、交流入力電圧 $V_{AC}=100\text{ V}$ 、負
25 荷電力 $P_o=125\text{ W}$ 時の条件での動作が示されている。

この場合、スイッチング素子 Q_{12} がオンとなる期間 T_{ON} 、及びオフとなる期間 T_{OFF} におけるスイッチング素子 Q_{12} のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q2} は、第26図(a)に示すような波形となり、スイッチング素子 Q_{12} のコレクタには、第26図(b)に示すような波形のコレクタ電流 I_{Q2} が流れることになる。

そして、一次巻線 N_1 の励磁インダクタンス L_1 により、クランプダイオード DD_2 を介して負極性の鋸歯状波電流がコレクタ電流 I_{Q2} として流れている期間 A は、負荷側に電力伝送を行わない非電力伝送期間となる。

10 これに対して、一次巻線 N_1 のリーケージインダクタンス成分 L_{11} と直列共振コンデンサ C_1 の静電容量とによる正極性の共振電流がコレクタ電流 I_{Q2} として流れる期間 B は、負荷側に電力伝送を行う電力伝送期間となる。

この場合、一次側直列共振コンデンサ C_1 には、第26図(d)に示すような一次巻線電流 I_1 が流れることで、絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 N_1 の両端には、第26図(c)に示すように、期間 T_{ON} と期間 T_{OFF} とで極性が反転する波形の電圧 V_1 が得られる。

また、二次巻線 N_2 のセンタータップと二次側アースとの間には第26図(f)に示すような二次側電流 I_D が流れることで、二次巻線 N_2 の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧 V_2 は、第26図(e)に示すような波形の出力が得られることになる。

第27図には、第26図に示したスイッチング周期による波形図との比較として、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 、負荷電力 $P_o=25W$ 時の条件における動作をスイッチング周期により示した波形図である。

25 この場合、スイッチング素子 Q_{12} がオンとなる期間 T_{ON} 、及びオフとなる期間 T_{OFF} におけるスイッチング素子 Q_{12} のコレクターエミッ

タ間電圧 V_{Q2} は、第 27 図 (a) に示すような波形となり、スイッチング素子 $Q12$ のコレクタには、第 27 図 (b) に示すような波形のコレクタ電流 I_{Q2} が流れることになる。そして、この場合は、第 26 図 (b) に示した波形と比較すれば分かるように、非電力伝送期間 A が拡大している。このことから負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時（軽負荷時）には、負荷側への電力伝送が減少して電力変換効率が低下していることが分かる。

この場合の一次側直列共振コンデンサ $C1$ には、第 27 図 (d) に示すような正弦波状の一次巻線電流 I_1 が流れることで、絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 $N1$ の両端には、第 27 図 (c) に示すように波形の電圧 $V1$ が得られる。

また、二次巻線 $N2$ のセンタータップと二次側アースとの間には第 27 図 (f) に示すような二次側電流 I_D が流れることで、二次巻線 $N2$ の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧 $V2$ は、第 27 図 (e) に示すような波形の出力が得られることになる。

また、第 28 図は、第 25 図に示した電源回路についての、負荷電力変動に対する、 $AC-DC$ 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$)、スイッチング周波数 f_s 、及びスイッチング出力電流 I_{Q1} 、 I_{Q2} の変化特性を示している。ここでは、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ で、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 125\text{ W}$ の条件での特性が示されている。

この場合、 $AC-DC$ 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) については重負荷となるのに従って高くなっていく傾向を有していることがわかる。つまり、この場合の $AC-DC$ 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) は、例えば負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時には約 92% となっているが、負荷電力 $P_o = 50\text{ W}$ 時には約 89%、負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時には約 82.5%

まで低下している。そして、この場合は、無負荷時の交流入力電力は4.2 Wになっている。

また、スイッチング周波数 f_s は、軽負荷となるのに従って比例的に上昇していく傾向を有している。

- 5 また、負荷電力 $P_o = 125$ W時におけるスイッチング出力電流 I_{Q1} , I_{Q2} のピーク値は3.5 A_p、負荷電力 $P_o = 25$ W時におけるスイッチング出力電流 I_{Q1} , I_{Q2} のピーク値は3.0 A_pとなる。

- 第25図に示した電源回路の構成によると、負荷電力 $P_o = 25$ W時においては、一次巻線N1のリーケージインダクタンス成分 L_{11} ($L_{11} = 42 \mu\text{H}$) と直列共振コンデンサC1の静電容量とにより、正極性の共振電流が流れ、負荷側に電力伝送を行う電力伝送期間Bが短くなる。そして、一次巻線N1の励磁インダクタンス L_1 ($L_1 = 165 \mu\text{H}$) による負極性の鋸歯状波電流が流れる非電力伝送期間Aが長くなる。この結果、第25図に示した構成の電源回路では軽負荷時のAC-DC電力
10 変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) が低下することになる。

なお、上記第26図～第28図の各図に示す測定結果を得るにあたっては、第25図に示した電源回路について、下記のようにして部品素子を選定している。

- 20 先ず、絶縁コンバータトランスPITについては、ギャップ長 $G = 10$ mmにして結合係数 $k = 0.87$ を選定している。そして、一次巻線 $N1 = 24$ T、二次巻線 $N2 = 23$ T + 23 T、三次巻線 $N4 = 2$ Tを巻装している。

また、一次側直列共振コンデンサ $C1 = 0.068 \mu\text{F}$ 、一次側部分電圧共振コンデンサ $C_p = 470 \mu\text{F}$ を選定している。

- 25 なお、本発明に関連する他の従来技術としては、例えば特開平8-066025号公報を挙げることができる。

ところで、第 2 2 図及び第 2 5 図に示したように、ハーフブリッジ方式による電流共振形コンバータとして、全波整流回路により直流入力電圧を得るように構成された電源回路では、電力変換効率を高めるのに限度がある。具体的には、92%程度の電力変換効率が確保できる負荷電力は最大で120W程度までである。例えばこれより重負荷とされる、
5 負荷電力125W~150Wの範囲では、92%以下となる。

このため、例えば対応する最大負荷電力が150W以上の電源回路として、より良好な電力変換効率を得ようとする場合には、第 2 1 図に示したように、倍電圧整流回路により直流入力電圧を得るように構成することになる。これにより、電力変換効率としては93%程度にまで向上
10 させることができる。しかしながら、この場合には、倍電圧整流回路に平滑コンデンサを2個設ける必要があり、またスイッチング素子Q1、Q2や共振コンデンサの耐圧向上に伴って部品コストが高くなる。

また、上記した各先行技術としての電源回路に共通の問題として、特
15 に、負荷電力が軽負荷となるのに従って、電力変換効率が低下する。

例えば第 2 5 図に示した電源回路を例に挙げると、AC-DC電力変換効率($\eta_{AC \rightarrow DC}$)は、負荷電力 $P_o = 50W$ 時には約89%であり、負荷電力 $P_o = 25W$ 時は約82.5%となる。そして、負荷電力 $P_o = 0W$ の無負荷時においても交流入力電力が約4.2Wとなる。

20 このようにして、先行技術として示した、電流共振形コンバータを備える複合共振形コンバータとしては、重負荷から軽負荷の範囲で、より高い電力変換効率が求められているものである。

発明の開示

25 そこで、本発明は上記した課題を考慮して、スイッチング電源回路として次のように構成することとした。

つまり、商用交流電源を入力して整流平滑動作を行うことで、整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、入力された直流入力電圧を断続するスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、スイッチング素子をスイッチング駆動する駆動手段とを備える。

- 5 そして、磁脚に所定長以上のギャップを形成したコアに対して一次巻線及び二次巻線を巻装することで、一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合の状態となるようにされると共に、二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以下となるように、一次巻線と二次巻線の巻線数を設定して構成され、一次巻線に得られるスイッチング
- 10 手段の出力を二次巻線に対して伝送するコンバータトランスとを備える。

- さらに、少なくとも、コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、スイッチング手段を形成するスイッチング素子のうち、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される
- 15 一次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、スイッチング手段を形成するスイッチング素子のターンオフ期間においてのみ部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路と、コンバータトランスの
- 20 二次巻線に得られる交番電圧を入力する整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段とを備えることとした。

- 上記構成によると、本発明のスイッチング電源回路は、複合共振形コンバータとして、一次側は、電流共振形スイッチングコンバータと一次
- 25 側部分電圧共振回路が組み合わされた基本構成を採る。そのうえで、コンバータトランスのコアに所定長以上のギャップを形成して、一次巻線

と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合となるように構成する。さらに、二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧は、コンバータトランスの二次側に流れる整流電流は、連続動作モードとなるような誘起電圧とするよう一次巻線と二次巻線の巻線数を選定している。これにより、負荷電力の低下に伴って一次巻線に流れる一次側直列共振電流を低下させることができるため、一次側における電力損失の低減を図り、AC-DC電力変換効率の向上を図ることができる。

また、本発明のスイッチング電源回路として次のように構成することとした。

10 つまり、商用交流電源を入力して整流平滑動作を行うことで、整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、入力された直流入力電圧を断続するスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、スイッチング素子をスイッチング駆動する駆動手段とを備える。

そして、磁脚に所定長以上のギャップを形成したコアに対して一次巻線及び二次巻線を巻装することで、一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合の状態となるようにされると共に、二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以上となるように、二次巻線の巻線数を設定して構成され、一次巻線に得られるスイッチング手段の出力を二次巻線に対して伝送するコンバータトランスとを備える。

20 さらに、少なくとも、コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、スイッチング手段を形成するスイッチング素子のうち、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される一次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、スイッチン

25

グ手段を形成するスイッチング素子のターンオフ期間においてのみ部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路とを備える。

- さらに、コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力する整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直
- 5 流出力電圧生成手段と、絶縁コンバータトランスの二次巻線に対して並列に接続される二次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、二次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、二次側において部分共振動作を行う二次側部分電圧共振回路とを備えることとした。

- 上記構成によると、本発明のスイッチング電源回路は、複合共振形コ
- 10 ンバータとして、一次側は、電流共振形スイッチングコンバータと一次側部分電圧共振回路が組み合わされた基本構成を採る。そのうえで、二次側に対しても二次側部分電圧共振回路を設けたうえで、絶縁コンバータトランスのコアに所定長以上のギャップを形成して、一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合となるように構成する。さら
- 15 に二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧は、コンバータトランスの二次側に流れる整流電流が不続動作モードとなるような誘起電圧とするよう一次巻線と二次巻線の巻線数を選定している。

- この部分電圧共振回路の部分電圧共振作用により、一次側直列共振コンデンサC1に流れる一次側直列共振電流の波形もM字形の波形とすることができ、スイッチング素子を流れる電流の電流波形をM字形の波形
- 20 になる。よって、負荷電力が200W～0Wの範囲において一次側を流れる一次側直列共振電流やスイッチング素子を流れる電流のピークレベルを低下させることができ、AC-DC電力変換効率の向上を図ることができるようになる。

- 25 そしてさらに、絶縁コンバータトランスの二次側に二次側部分電圧共振回路を形成し、二次側において部分電圧共振動作が得られるようにし

ている。この部分電圧共振動作としては、上記のようにして不連続モードとなる整流電流が流れていない期間に部分電圧共振電流を流すように動作する。

5 図面の簡単な説明

第 1 図は、本発明の第 1 の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

第 2 図は、第 1 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

10 第 3 図は、第 1 の実施の形態のスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

第 4 図は、二次側回路の他の構成例を示した図である。

第 5 図は、第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

15 第 6 図は、第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

第 7 図は、第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

第 8 図は、第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

20 第 9 図は、第 2 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

第 10 図は、第 3 の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

25 第 11 図は、第 4 の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

第 1 2 図は、第 4 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

第 1 3 図は、第 4 の実施の形態のスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

5 第 1 4 図は、第 5 の実施の形態のスイッチング電源回路の回路図である。

第 1 5 図は、第 5 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

10 第 1 6 図は、第 5 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

第 1 7 図は、第 5 の実施の形態のスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

第 1 8 図は、第 6 の実施の形態のスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

15 第 1 9 図は、本実施の形態の電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスの構造例を示す断面図である。

第 2 0 図は、本実施の形態の電源回路に備えられる絶縁コンバータトランスの他の構造例を示す断面図である。

20 第 2 1 図は、先行技術としてのスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

第 2 2 図は、先行技術としてのスイッチング電源回路の他の構成例を示す回路図である。

第 2 3 図は、第 2 1 図に示したスイッチング電源回路の動作を示す波形図である。

25 第 2 4 図は、第 2 1 図に示したスイッチング電源回路の A C - D C 電力変換効率の特性の説明図である。

第25図は、先行技術としてのスイッチング電源回路のさらに他の構成例を示す回路図である。

第26図は、第25図に示したスイッチング電源回路における要部の動作を示す波形図である。

- 5 第27図は、第25図に示したスイッチング電源回路における要部の動作を示す波形図である。

第28図は、第25図に示したスイッチング電源回路の特性を示す特性図である。

10 発明を実施するための最良の形態

以下、本発明の実施の形態について説明していく。

第1図は、本発明の第1実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。

- この第1図に示す電源回路は、一次側に4石構成の自励式による電流
15 共振形コンバータと一次側部分電圧共振コンデンサによる一次側部分電圧共振回路を備えた複合共振形コンバータとしてのスイッチング電源回路である。

- この電源回路においては、交流電源ACに対してコモンモードのノイズを除去するノイズフィルタとしてコモンモードチョークコイルCMC
20 とアクロスコンデンサCL が設けられ、いわゆるラインフィルタを構成する。

- そして商用交流電源から直流入力電圧を生成するための整流回路系としては、ブリッジ整流回路Di、及び平滑コンデンサCiからなる全波整流平滑回路が備えられ、交流入力電圧VACの等倍のレベルに対応する
25 整流平滑電圧Eiを生成するようにされる。

この図に示す電流共振形コンバータは、図のように4つのスイッチング素子Q1, Q2, Q3, Q4がフルブリッジ結合方式によって接続されている。この場合、スイッチング素子Q1~Q4は、200V耐圧のバイポーラトランジスタ（BJT；接合型トランジスタ）が採用されている。

また、スイッチング素子Q1, Q3のコレクタは、整流平滑電圧 E_i のライン（平滑コンデンサ C_i の正極端子）と接続される。

そして、スイッチング素子Q1のエミッタは、スイッチング素子Q2のコレクタと接続され、スイッチング素子Q2のエミッタは一次側アースに対して接続される。

また、スイッチング素子Q3のエミッタは、スイッチング素子Q4のコレクタと接続され、スイッチング素子Q4のエミッタは一次側アースに対して接続される。

スイッチング素子Q1のベースには、ベース電流制限抵抗 R_{B1} －共振用コンデンサ C_{B1} －駆動巻線 N_{B1} を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。ここで、共振用コンデンサ C_{B1} －駆動巻線 N_{B1} の直列接続は、共振用コンデンサ C_{B1} のキャパシタンスと、駆動巻線 N_{B1} のインダクタンスによって直列共振回路を形成しており、この直列共振回路の共振周波数によってスイッチング周波数が決定される。また、ベース電流制限抵抗 R_{B1} は、自励発振駆動回路からスイッチング素子Q1のベースに流すべき駆動信号としてのベース電流レベルを調整する。

また、スイッチング素子Q1のベース－エミッタ間には、ダンパダイオード $DD1$ が図示する方向によって接続される。また、スイッチング素子Q1のコレクタ－ベース間には、起動時の電流をベースに流すための起動抵抗 R_{S1} が接続される。

同様に、スイッチング素子Q2のベースには、ベース電流制限抵抗RB2-共振用コンデンサCB2-駆動巻線NB2を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサCB2-駆動巻線NB2によって、直列共振回路が形成される。また、ベース-エミッタ間には、ダンパダイオードDD2が接続され、コレクターベース間には起動抵抗RS2が接続される。

また同じくスイッチング素子Q3のベースには、ベース電流制限抵抗RB3-共振用コンデンサCB3-駆動巻線NB3を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサCB3-駆動巻線NB3によって、直列共振回路が形成される。また、ベース-エミッタ間には、ダンパダイオードDD3が接続され、コレクターベース間には起動抵抗RS3が接続される。

また同じくスイッチング素子Q4のベースには、ベース電流制限抵抗RB4-共振用コンデンサCB4-駆動巻線NB4を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサCB4-駆動巻線NB4によって、直列共振回路が形成される。また、ベース-エミッタ間には、ダンパダイオードDD4が接続され、コレクターベース間には起動抵抗RS4が接続される。

スイッチング素子Q2, Q4のコレクター-エミッタ間に対しては、それぞれ並列に一次側部分電圧共振コンデンサCp1, Cp2が接続されている。

この一次側部分電圧共振コンデンサCp1のキャパシタンスと、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1のインダクタンス成分によって、それぞれ並列共振回路（一次側部分電圧共振回路）を形成する。

そして、一次側部分電圧共振コンデンサCp1は、スイッチング素子Q2, Q3がターンオフする短期間에만電圧共振する部分電圧共振動

作が得られる。また、一次側部分電圧共振コンデンサ C_{p2} はスイッチング素子 $Q1$, $Q4$ がターンオフする短期間にのみ電圧共振する部分電圧共振動作が得られるようになっている。

- 5 直交形制御トランス（ドライプトランス） PRT は、スイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ をスイッチング駆動すると共に、定電圧制御のためにスイッチング周波数を可変制御するために設けられる。

- 10 このドライプトランス PRT は、駆動巻線 $NB1 \sim NB4$ が巻回されていると共に、駆動巻線 $NB1$ を利用して共振電流検出巻線 NA が巻回されている。さらにこれらの各巻線に対して制御巻線 Nc が直交する方向に巻回された可飽和リアクトルとされている。なお、この場合は駆動巻線 $NB1$ と駆動巻線 $NB4$ 、及び駆動巻線 $NB2$ と駆動巻線 $NB3$ には、互いに同極性の電圧が励起され、且つ、駆動巻線 $NB1$ と駆動巻線 $NB2$ 、及び駆動巻線 $NB3$ と駆動巻線 $NB4$ には互いに逆極性の電圧が励起される巻方向によって巻装されている。また共振電流検出巻線 NA の巻数
15 （ターン数）は例えば $1T$ （ターン）程度とされている。

- 20 この場合、ドライプトランス PRT の共振電流検出巻線 NA に得られたスイッチング出力がトランス結合を介して各駆動巻線 $NB1 \sim NB4$ に誘起されることで、各駆動巻線 $NB1 \sim NB4$ にはドライブ電圧としての交番電圧が発生する。このドライブ電圧は、自励発振駆動回路を形成する各直列共振回路から各ベース電流制限抵抗 $RB1 \sim RB4$ を介して、ドライブ電流としてスイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ のベースに出力される。これにより、各スイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ は、直列共振回路の共振周波数により決定されるスイッチング周波数でスイッチング動作を行うことになる。

- 25 絶縁コンバータトランス PIT は、スイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ のスイッチング出力を二次側に伝送する。

この絶縁コンバータトランスP I Tの一次巻線N1の一端は、直列共振コンデンサC1、共振電流検出巻線NAを介してスイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接点に接続される。また一次巻線N1の他端は、スイッチング素子Q3のエミッタとスイッチング素子Q4のコレクタの接点に接続される。これにより、スイッチング素子Q1、Q4の組と、スイッチング素子Q2、Q3の組が交互にスイッチング動作することで一次巻線N1にスイッチング出力が得られるようにされる。

そして、上記直列共振コンデンサC1のキャパシタンスと、一次巻線N1のインダクタンス成分を含む絶縁コンバータトランスP I Tの漏洩インダクタンス成分により一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成している。

このようにして、この図に示す一次側スイッチングコンバータとしては、電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振動作とが複合的に得られていることになる。

この電源回路のスイッチング動作は例えば次のようになる。

先ず、商用交流電源ACが投入されると、例えば起動抵抗RS1～RS4を介してスイッチング素子Q1～Q4のベースに起動のためのベース電流が供給されることになる。ここで、例えばドライブトランスP R Tの駆動巻線NB1、NB4と、駆動巻線NB2、NB3は、互いに逆極性の電圧が励起されることになるので、スイッチング素子Q1、Q4が先にオンになったとすれば、スイッチング素子Q2、Q3はオフとなるように制御される。そして、これら駆動巻線NB1～NB4に励起された交番電圧を源として、スイッチング素子Q1～Q4の各自励発振駆動回路が、共振動作による自励発振動作を行う。これにより、スイッチング素子Q

1, Q4 の組と、スイッチング素子 Q2, Q3 の組が交互にオン/オフするように制御される。つまりスイッチング動作を行うことになる。

そして例えばスイッチング素子 Q1, Q4 がオンとなったときには、そのスイッチング出力として、共振電流検出巻線 NA を介して一次巻線 N1 及び直列共振コンデンサ C1 に共振電流が流れる。そして、この共振電流が「0」となる近傍で、スイッチング素子 Q1, Q4 がオフになるとともに、スイッチング素子 Q2, Q3 がオンとなる。これにより、スイッチング素子 Q2, Q3 を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、ZVS 及び ZCS により、スイッチング素子 Q1, Q4 の組と、

10 スwitchング素子 Q2, Q3 の組が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が継続される。また、スイッチング素子 Q1~Q4 のオン/オフ動作に伴い、スイッチング素子 Q1~Q4 のターンオン、ターンオフ時の短期間においては、一次側部分電圧共振コンデンサ Cp1, Cp2 に電流が流れる。つまり、部分電圧共振動作が得られる。

15 また、その詳細な構造については後述するが、絶縁コンバータトランス PIT を形成するコアの中央磁脚に対して、1.5 mm 以上のギャップ G を形成するようにしている。そして、このようなコアに対して一次巻線 N1 及び二次巻線 N2, N3 を巻装し、一次巻線 N1 と二次巻線 N2, N3 との結合係数 k としては、例えば 0.84 以下の疎結合の状態が得

20 られるようにしている。

上記二次巻線 N2 に対しては、図示するようにしてブリッジ整流回路 DBR 及び平滑コンデンサ C01 が接続されることで全波整流回路が形成される。この全波整流回路の全波整流動作によって、平滑コンデンサ C01 の両端に二次側直流出力電圧 E01 が得られるようになっている。二

25 次側直流出力電圧 E01 は、図示しない負荷に対して供給される。さら

に、この二次側直流出力電圧E01は、図示するように制御回路1に検出電圧としても分岐して入力される。

また二次側においては、さらに二次巻線N3が巻装される。この二次巻線N3はセンタータップ点が二次側アースに接続されると共に、一端
5 はダイオードD01のアノードに接続され、他端はダイオードD02のアノードに接続される。

そしてダイオードD01、D02のカソードは平滑コンデンサC02の正極側に接続され、これによって両波整流平滑回路が形成されて、例えば低電圧の直流出力電圧E02を得るようにしている。

10 制御回路1は、二次側直流出力電圧E01のレベル変化に応じて、制御巻線NCに流す制御電流（直流電流）レベルを可変することで、ドライブトランスPRTに巻装された駆動巻線NB1～NB4のインダクタンスLB1～LB4を可変制御する。これにより、各駆動巻線NB1～NB4のインダクタンスLB1～LB4を含んで形成されるスイッチング素子Q1～
15 Q4のための各自励発振駆動回路内の直列共振回路の共振条件が変化し、スイッチング素子Q1～Q4のスイッチング周波数が可変されて二次側直流出力電圧の安定化を図るようにしている。

絶縁コンバータトランスPITの構造としては、例えば第19図又は第20図に断面図として示した構造、即ち一對のE-E字型コア又は一
20 對のU-U字型コアを有した構造とされる。

第19図は一對のE字型コアを用いた構造例である。

絶縁コンバータトランスPITのコアとしては、図示するようにして、2つのE字型コアCR1、CR2の互いの磁脚の端部を対向させるようにして組み合わせることで、E-E字型コアを形成する。またこの場合、
25 E字型コアCR1、CR2の各中央磁脚が対向する面には、1.5mm以上のギャップGを形成するようにしている。

なお、E字型コアCR1, CR2には、例えばフェライト材を用いるようにされる。

- そして、本実施の形態では、上記のようにして形成されるE-E字型コア(CR1, CR2)に対して一次巻線N1, N4及び二次巻線N2, N3を巻装するために、一次/二次分割ボビンBを用いるようにされる。

第20図は一对のU字型コアを用いた構造例である。

この場合の絶縁コンバータトランスPITは、そのコアとして、第20図に示すように、それぞれ2本の磁脚を有するU字型コアCR11, CR12が組み合わされ、U-U字型コアを形成するようにされる。

- さらに、上記のようにして形成されるU-U字型コアの一方の磁脚に対しては、図示するようにして一次巻線N1と二次巻線N2, N3とを互いに分割された巻装領域に巻装したボビンBが取り付けられる。

また、この場合も、上記のように形成されるU-U字型コアの中央磁脚に対して1.5mm以上のギャップGを形成するようにしている。

- このように、第1図に示した電源回路では、絶縁コンバータトランスPITを、第19図、第20図のいずれにより構成した場合でも、E-E字形コアCR1, CR2またはU-U字形コアCR11, CR12の中央磁脚に対して1.5mm以上のギャップGを形成して一次巻線N1と二次巻線N2とが疎結合状態となるようにしている。

- さらに、第1図に示した電源回路では、二次側直流出力電圧E01として、約135Vが得られるようにされている。そして、この条件の下で、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧が3V/T以下(例えば1.8V/T)となるように、二次巻線N2の巻線数を選定することで、例えば最大負荷電力(例えば200W)の5%程度の軽負荷時におけるAC-DC電力変換効率($\eta_{AC \rightarrow DC}$)の向上を図るようにしている。

第2図に交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 200\text{ W}$ 時の各部の動作波形を示す。

また第3図に交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 200\text{ W}$ の変動に対する $AC-DC$ 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) 及びスイッチング周波数 f_s の変化特性を示す。

なお、第2図、第3図に示す測定結果を得るにあたっては、上記第1図に示した電源回路では、下記のようにして部品素子を選定している。

10 まず、絶縁コンバータトランス PIT については、ギャップ $G = 1.5\text{ mm}$ にして結合係数 $k = 0.81$ を選定している。そして、一次巻線 $N1 = 20\text{ T}$ 、二次巻線 $N2 = 75\text{ T}$ 、励磁インダクタンス $L1 = 95\text{ }\mu\text{H}$ 、リーケージインダクタンス $L1l = 32\text{ }\mu\text{H}$ 、励磁インダクタンス $L2 = 950\text{ }\mu\text{H}$ 、リーケージインダクタンス $L2l = 318\text{ }\mu\text{H}$ とされる。また、一次側直列共振コンデンサ $C1 = 0.092\text{ }\mu\text{F}$ を選定している。

15 第2図に示すように、電源回路のスイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ の動作は、同図 (a) に示すスイッチング素子 $Q1$ のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q1} と、同図 (c) に示すスイッチング電流 I_{Q1} 、 I_{Q4} 、及び同図 (d) に示すスイッチング電流 I_{Q2} 、 I_{Q3} により示される。この場合、スイッチング素子 $Q1$ 、 $Q4$ は、期間 T_{ON} においてオンとなり、期間 T_{OFF} においてオフとなるようにスイッチング動作を行う。

25 ここで、スイッチング素子 $Q1$ 、 $Q4$ がオンになると、スイッチング素子 $Q1 \rightarrow$ 一次側直列共振コンデンサ $C1 \rightarrow$ 一次巻線 $N1 \rightarrow$ スwitchング素子 $Q4$ の経路で共振電流が流れる。そして、この共振電流が零となる近傍でスイッチング素子 $Q2$ 、 $Q3$ がオン、スイッチング素子 $Q1$ 、 $Q4$ がオフとなるように制御されることで、スイッチング素子 $Q3 \rightarrow$ 一次巻線 $N1 \rightarrow$ 一次側直列共振コンデンサ $C1 \rightarrow$ スwitchング素子 $Q2$ の経路で

共振電流が流れる。以降はスイッチング素子Q1, Q4 とスイッチング素子Q2, Q3 が交互にオンとなるように制御される。

- また、スイッチング素子Q2 に並列に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサC p1 には、スイッチング素子Q2 がターンオンまたは
- 5 ターンオフする短期間において、第2図(b)に示すような部分共振電流I CP が流れることになる。また、図示していないがスイッチング素子Q4 に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサC p2 にもスイッチング素子Q4 がターンオンまたはターンオフする短期間において、部分共振電流が流れることになる。
- 10 これにより、スイッチング素子Q1, Q4 のコレクターエミッタ間を流れる電流I Q1, I Q4 は、第2図(c)に示すような波形となる。また、スイッチング素子Q2, Q3 に流れる電流I Q2, I Q3 は、上記電流I Q1, I Q4 とは180度位相のずれる波形となり、第2図(d)に示すような波形となる。
- 15 この場合、一次側直列共振コンデンサC1 に流れる一次側直列共振電流I1 は、第2図(e)に示されているような正弦波となり、スイッチング素子Q1 に負方向の一次側直列共振電流I1 が流れ、スイッチング素子Q2 には正方向の一次側直列共振電流I1 が流れることになる。換言すれば、スイッチング素子Q1, Q4 の組と、スイッチング素子Q2,
- 20 Q3 の組が交互にオン/オフを行うことによって、上記一次側直列共振コンデンサC1 と直列接続された一次巻線N1 には、共振電流波形に近いドライブ電流が供給されることになる。この一次巻線N1 に流れる電流に応じて発生する交番電圧によって、二次巻線N2 にも交番電圧が励起されることになる。
- 25 そして、上記のようにして二次巻線N2 に発生する交番電圧に応じて、二次巻線N2 に接続されるブリッジ整流回路DBR の正極側の入力端子

と負極側の入力端子との間の端子間電圧 V_2 としては、第2図(f)に示す波形が得られることになる。つまり、ブリッジ整流回路DBRに整流電流が流れる期間において整流平滑電圧 E_0 の絶対値レベルでクランプされた波形が得られる。

- 5 また、ブリッジ整流回路DBRからは、第2図(g)に示すような波形の電流 I_D が出力されることになる。そしてこの場合、第2図(g)から分かるように、ブリッジ整流回路DBRに連続して電流 I_D が流れる連続動作モードとなっている。

- 10 ここで、例えば第21図、第22図に示した先行技術としての電源回路においては、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1のリーケージインダクタンス L_{11} と一次側直列共振コンデンサ C_1 との直列共振期間においてのみ、二次側のブリッジ整流回路DBRに二次側電流 I_D が流れる、いわゆる不連続動作モードになっていた。

- 15 この場合は、先においても説明したように、軽負荷になるにしたがって非電力伝送期間が拡大することにより、負荷電力 P_o が低減しても、一次側直列共振電流 I_1 は低下せず、スイッチング電流 Q_1 、 Q_2 を流れる電流 I_{Q1} 、 I_{Q2} も低下しないものとされる。この結果、先行技術の電源回路では、第24図に示したように、負荷電力 P_o の低減に伴って、AC-DC電力変換効率($\eta_{AC \rightarrow DC}$)が低下していた。

- 20 これに対して、第1図に示す電源回路では、負荷電力 P_o の低減に伴って、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1のリーケージインダクタンス L_{11} と二次巻線N2のリーケージインダクタンス L_{21} とが、先行技術の電源回路に比べて増加し、ブリッジ整流回路DBRを流れる二次側電流 I_D は、第2図(g)に示すように連続動作モードとなる。

- 25 この結果、負荷電力 P_o の低減に伴って一次巻線N1に流れる一次側直列共振電流 I_1 を低下させることができるため、一次側における電力

損失の低減を図り、AC-DC電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) の向上を図ることができる。AC-DC電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) の特性としては、第3図に示すように、先行技術として、例えば第24図に示した特性よりも、対応する負荷変動範囲のほぼ全体において、より高い値が得られていることが分かる。特に、本実施の形態では、例えば負荷電力 $P_o = 50\text{ W}$ 程度までは、軽負荷の条件となるのに従って電力変換効率が高くなっていく傾向となっており、負荷電力 $P_o = 50\text{ W}$ 以下であり、例えば負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ においても、92%以上の電力変換効率が確保されている。つまり、本実施の形態としては、特に軽負荷の傾向となるのに従って電力変換効率が低下するという先行技術の問題が、良好に改善されている。

実験によれば、第21図に示した先行技術の電源回路では、負荷電力 $P_o = 200\text{ W}$ (重負荷時) のAC-DC電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) が約91%であったのに対して、第1図に示す電源回路では約93.0%まで向上させることができる。

また、上記第21図に示した電源回路のAC-DC電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) と、第1図に示した電源回路のAC-DC電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) を比較した場合、負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 時は約92.4%から約93.6%、負荷電力 $P_o = 100\text{ W}$ 時は約92.0%から約94.3%、負荷電力 $P_o = 50\text{ W}$ 時は約87.0%から約95.0%、負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時は約82.0%から約94.0%まで向上させることができる。

この結果、第1図に示す電源回路は、第21図に示した電源回路と比較して、負荷電力 $P_o = 200\text{ W}$ 時に約3.2W、負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 時に約2.1W、負荷電力 $P_o = 100\text{ W}$ 時に約2.7W、負荷電

力 $P_o = 50\text{ W}$ 時に約 4.9 W 、負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時に約 3.9 W にそれぞれ低減することが可能になるものである。

また、第 1 図に示す電源回路は、入力整流平滑回路を形成している入力整流回路を全波整流回路により構成することができるため、入力整流平滑回路の平滑コンデンサは 1 つでよく、またスイッチング素子をフルブリッジ結合により構成するようにしたことで、スイッチング素子 Q1 ~ Q4 の耐圧も 400 V から 200 V のものを選定可能になるため、回路のコストダウンを図ることができる。

さらにスイッチング素子のスイッチング特性が向上するため、スイッチング素子における発熱が低減し、スイッチング素子に対する放熱板を小さくできる、あるいは不要することができるという利点もある。

第 4 図は、上記第 1 図に示した電源回路に適用可能な他の二次側回路の構成を示した図である。

この第 4 図に示す二次側回路においては、二次巻線 ($N2 + N3$) にセンタータップが設けられ、このセンタータップが二次側アースに接地される。そして二次巻線 $N2$ の一端及び他端は、それぞれ整流ダイオード D011, D012 のアノードに接続される。そして、これら整流ダイオード D011, D012 のカソードが、それぞれ平滑コンデンサ C01 の正極端子に接続されており、これにより両波整流回路が形成され、平滑コンデンサ C01 の両端に直流出力電圧 E01 が得られるようにしている。

また、同様に二次巻線 $N3$ の一端及び他端はそれぞれ整流ダイオード D013, D014 のアノードに接続され、これら整流ダイオード D013, D014 のカソードが、それぞれ平滑コンデンサ C02 の正極端子に接続される。これにより、平滑コンデンサ C02 の両端に直流出力電圧 E02 が得られるようにしている。

そして、この場合は、絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 に対して、二次側部分電圧共振コンデンサ C2 が並列に接続して構成するようにしている。この場合、二次巻線 $(N2 + N3) = 75 T$ が選定される。また、二次側部分電圧共振コンデンサ $C2 = 1000 \text{ pF}$ 程度の小容量コンデンサが選定される。

このように二次巻線 N2 に対して並列に二次側部分電圧共振コンデンサ C2 を接続して構成した場合は、上記第 1 図に示した電源回路では、負荷電力 $P_o < 3.5 \text{ W}$ 時における異常発振動作が解消され、負荷電力 $P_o = 0 \text{ W}$ まで安定した定電圧制御動作が可能になる。

10 第 5 図は、本発明の第 2 の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。なお、第 1 図と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

この図に示す電源回路は、他励式による電流共振形コンバータに対して部分電圧共振回路が組み合わされている。また、商用交流電源 $AC =$
15 100 V 系の条件に対応した構成が採られている。

この図に示す電源回路においては、先ず、商用交流電源 AC に対して、ブリッジ整流回路 D i 及び 1 本の平滑コンデンサ C i から成る全波整流平滑回路が備えられる。そして、これらブリッジ整流回路 D i 及び平滑コンデンサ C i の全波整流動作によって、平滑コンデンサ C i の両端には整流平滑電圧 E i (直流入力電圧) が得られることになる。この整流
20 平滑電圧 E i は、交流入力電圧 V_{AC} の等倍に対応したレベルとなる。

上記直流入力電圧を入力してスイッチングする電流共振形コンバータとしては、図示するようにして、MOS-FET 若しくは IGBT (絶縁ゲートバイポーラトランジスタ) による 2 本のスイッチング素子 Q
25 11, Q12 をハーフブリッジ結合により接続している。スイッチング素

子Q11, Q12の各ドレインソース間に対しては、図示する方向により、それぞれダンパダイオードDD1, DD2を並列に接続している。

また、スイッチング素子Q12のドレインソース間に対しては、一次側部分電圧共振コンデンサC_pが並列に接続される。この一次側部分電圧共振コンデンサC_pのキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンスL₁₁によっては並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子Q11, Q12のターンオフ時のみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

この第5図に示す電源回路においては、スイッチング素子Q11, Q12をスイッチング駆動するために、例えば汎用のICによる発振・ドライブ・保護回路2が設けられる。この発振・ドライブ・保護回路2は、発振回路、駆動回路、及び保護回路を有している。そして、発振回路及び駆動回路によって、所要の周波数によるドライブ信号（ゲート電圧）をスイッチング素子Q11, Q12の各ゲートに対して印加する。これにより、スイッチング素子Q11, Q12は、所要のスイッチング周波数により交互にオン／オフするようにしてスイッチング動作を行う。

また、発振・ドライブ・保護回路2の保護回路は、例えば当該電源回路における過電流、過電圧の状態を検出して、回路が保護されるようにしてスイッチング素子Q11, Q12のスイッチング動作を制御する。

また、この発振・ドライブ・保護回路2は、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1に対してタップ出力を設けて形成した三次巻線N4に対して、整流ダイオードD3及びコンデンサC3から成る整流回路によって得られた低圧の直流電圧E3を入力して動作電源としている。

また、起動時においては、起動抵抗R_Sを介して整流平滑電圧E_iを入力することで起動するようになっている。

絶縁コンバータトランス P I T はスイッチング素子 Q11, Q12 のスイッチング出力を二次側に伝送する。この絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 の巻始め端部は、一次側直列共振コンデンサ C1 の直列接続を介して、スイッチング素子 Q11 のソースとスイッチング素子
5 Q12 のドレインとの接続点（スイッチング出力点）に接続されることで、スイッチング出力が伝達されるようになっている。

また、一次巻線 N1 の巻終わり端部は一次側アースに接続される。

ここで、上記一次側直列共振コンデンサ C1 のキャパシタンスと、一次巻線 N1 を含む絶縁コンバータトランス P I T のリーケージインダクタンス L11 によっては、一次側スイッチングコンバータの動作を電流
10 共振形とするための一次側直列共振回路を形成する。

即ち、この第 5 図に示す電源回路もまた、一次側にはスイッチング動作を電流共振形とするための直列共振回路に対して、他の共振回路が組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を採るものとされる。

15 この場合の絶縁コンバータトランス P I T の構造も、第 19 図、第 20 図に断面図として示した構造、即ち一對の E-E 字型コア又は一對の U-U 字型コアを有した構造とされる。

絶縁コンバータトランス P I T の二次側には、二次巻線 N2 と、この二次巻線 N2 よりも少ない巻数による二次巻線 N2A が巻装されている。
20 これらの二次側巻線には、一次巻線 N1 に伝達されたスイッチング出力に応じた交番電圧が励起される。

二次巻線 N2 は、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、図示するようにして整流ダイオード D01, D02、及び平滑コンデンサ C01 から成る両波整流回路を接続している。
25 これにより、平滑コンデンサ C01 の両端電圧として二次側直流出力電圧 E01 が得られる。この二次側直流出力電圧 E01 は、図示しない負荷

側に供給されるとともに、次に説明する制御回路 1 のための検出電圧としても分岐して入力される。

また二次巻線 N2A も、センタータップを二次側アースに接続した上で、整流ダイオード D03, D04、及び平滑コンデンサ C02 から成る両
5 波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサ C02 の両端電圧として二次側直流出力電圧 E02 が得られる。また、二次側直流出力電圧 E02 は、制御回路 1 のための動作電源としても供給される。

制御回路 1 は、二次側直流出力電圧 E01 のレベル変化に応じた検出出力を発振・ドライブ・保護回路 2 に供給する。発振・ドライブ・保護
10 回路 2 では、入力された制御回路 1 の検出出力に応じてスイッチング周波数を可変するようにして、スイッチング素子 Q11, Q12 を駆動する。このようにしてスイッチング素子 Q11, Q12 のスイッチング周波数が可変されることで、二次側直流出力電圧のレベルが安定化されることになる。

15 ここで、上記構成による電源回路において、発振・ドライブ・保護回路 2 の動作電源として供給される低圧の直流電圧 E3 は、約 1.7 V が得られるようにされている。

そして、第 5 図に示す電源回路においても、上記第 1 図に示した電源回路と同様、絶縁コンバータトランス P I T を、第 19 図、第 20 図の
20 いずれかの構成のように、E-E 字形コア CR1, CR2 または U-U 字形コア CR11, CR12 の中央磁脚に対して 1.5 mm 以上のギャップ G を形成して一次巻線 N1 と二次巻線 N2 を疎結合状態とする。

さらにこの第 5 図に示す電源回路においても、二次側直流出力電圧 E01 として、約 135 V が得られるようにされている。そして、このよ
25 うな条件のもとで、一次巻線 N1 の巻数の増加を図ることで、軽負荷時

におけるAC-DC電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) の向上を図るようにしている。

第6図、第7図は、上記第5図に示した電源回路の動作をスイッチング周期により示した波形図であり、第6図には交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時の条件での動作波形が示されている。また第7図には、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時の条件での動作波形が示されている。

さらに第8図には、電源回路の特性として、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 125\text{ W}$ の変動に対するAC-DC電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$)、スイッチング周波数 f_s 、及びスイッチング出力電流 I_{Q1} 、 I_{Q2} の変化特性が示されている。

なお、第6図～第8図に示す測定結果を得るにあたっては、上記第5図に示した電源回路では、下記のようにして部品素子を選定している。

まず、絶縁コンバータトランスPITについては、ギャップ $G = 1.5\text{ mm}$ にして結合係数 $k = 0.81$ を選定している。そして、一次巻線 $N_1 = 37\text{ T}$ 、二次巻線 $N_2 = 75\text{ T}$ を巻装している。この場合の一次巻線 N_1 の励磁インダクタンス $L_1 = 302\text{ }\mu\text{H}$ 、一次巻線 N_1 のリーケージインダクタンス $L_{1l} = 98\text{ }\mu\text{H}$ 、二次巻線 N_2 の励磁インダクタンス $L_2 = 966\text{ }\mu\text{H}$ 、二次巻線 N_2 のリーケージインダクタンス $L_{2l} = 315\text{ }\mu\text{H}$ とされる。

また、一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.068\text{ }\mu\text{F}$ を選定している。

第6図に示す場合、スイッチング素子 Q_{12} がオンとなる期間 T_{ON} 、及びオフとなる期間 T_{OFF} におけるスイッチング素子 Q_{12} のコレクタ-エミッタ間電圧 V_{Q2} は、第6図(a)に示すような波形となり、ス

スイッチング素子Q12のコレクタには、第6図(b)に示すような波形のコレクタ電流 I_{Q2} が流れることになる。

- そしてこの場合もスイッチング素子Q12を流れる電流 I_{Q2} は、第6図(b)に示すような部分共振電流が流れることになる。また、図示していないがスイッチング素子Q11にも、上記電流 I_{Q2} とは180度位相のずれた波形の電流 I_{Q1} が流れることになる。

- この場合、一次側直列共振コンデンサC1には、第6図(d)に示すような一次巻線電流 I_1 が流れることで、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の両端には、第6図(c)に示すように、期間 T_{ON} と期間 T_{OFF} とで極性が反転する波形の電圧 V_1 が得られる。

また、二次巻線N2のセンタータップと二次側アースとの間には第6図(f)に示すような二次側電流 I_D が流れることで、二次巻線N2の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧 V_2 は、第6図(e)に示すような波形の出力が得られることになる。

- 第7図は、上記第6図に示したスイッチング周期による波形図の比較として、交流入力電圧 $V_{AC}=100V$ 、負荷電力 $P_o=25W$ 時の条件における動作をスイッチング周期により示した波形図である。

- この場合、スイッチング素子Q12がオンとなる期間 T_{ON} 、及びオフとなる期間 T_{OFF} におけるスイッチング素子Q12のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q2} は、第7図(a)に示すような波形となり、スイッチング素子Q12のコレクタには、第7図(b)に示すような波形のコレクタ電流 I_{Q2} が流れることになる。そして、この場合の一次側直列共振コンデンサC1に流れる一次側直列共振電流 I_1 は、第7図(d)に示されているような波形になる。

- この場合、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の両端には、第7図(c)に示すように波形の電圧 V_1 が得られる。また、二次巻線

N2 のセンタータップと二次側アースとの間には第 7 図 (f) に示すような二次側電流 I_D が流れることで、二次巻線 N2 の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧 V_2 は、第 7 図 (e) に示すような波形の出力が得られることになる。

5 また第 6 図、第 7 図に示した動作波形と、第 26 図、第 27 図に示した先行技術の電源回路の動作波形とを比較すれば分かるように、第 25 図に示した先行技術としての電源回路では、二次側ブリッジ整流回路 D BR を流れる二次側電流 I_D が、第 26 図 (f)、第 27 図 (f) に示すように不連続動作モードであった。

10 これに対して、第 5 図に示した電源回路の二次側ブリッジ整流回路 D BR を流れる二次側電流 I_D は、第 6 図 (f)、第 7 図 (f) に示すように連続動作モードになっている。またこの場合は、励磁インダクタンスが減少することにより、絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N 1 に流れる一次側直列共振電流 I_1 の電流波形が正弦波状になり、この
15 結果、一次側直列共振電流 I_1 が直線的に低下するようになる。

即ち、先行技術の電源回路では、一次巻線 N1 の励磁インダクタンス $L_1 = 165 \mu\text{H}$ 、一次巻線 N1 のリーケージインダクタンス $L_{11} = 41 \mu\text{H}$ 、二次巻線 N2 の励磁インダクタンス $L_2 = 171 \mu\text{H}$ 、一次巻線 N2 のリーケージインダクタンス $L_{21} = 43 \mu\text{H}$ であり、一次巻線 N
20 1 のリーケージインダクタンス L_{11} と一次側直列共振コンデンサ C1 との直列共振期間のみ二次側電流 I_D が流れる。このため、負荷電力 P_o が低減しても一次側直列共振電流 I_1 は低下せず、スイッチング出力電流 I_{Q1} 、 I_{Q2} が低下しないものとされる。

これに対して、第 5 図に示す電源回路では、負荷電力 P_o の低減に伴
25 って絶縁コンバータトランス P I T の一次巻線 N1 に流れる一次側直列共振電流 I_1 が低下し、スイッチング出力電流 I_{Q1} 、 I_{Q2} が低下する

ので、スイッチング素子Q11, Q12におけるスイッチング損失が低下し、電力変換効率を大幅に向上することができる。

このように第5図に示す電源回路においては、絶縁コンバータトランスPITのギャップGを、これまでより拡大して結合係数kを約0.84以下にし、さらに一次巻線N1と二次巻線N2の巻線数を増やして二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧 $V_2 = 3\text{ V/T}$ 以下（例えば1.8 V/T）に設定するようにしている。これにより、ブリッジ整流回路DBRを流れる二次側電流IDを連続動作モードで動作させ、一次側直列共振電流I1の低下を図ることで、例えば負荷電力 P_o が例えば最大負荷電力（200 W）の5%程度の軽負荷時においても、AC-DC電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）の向上を図ることが可能になる。

実験によれば、第25図に示した先行技術の電源回路では、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時のAC-DC電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）は約91.7%であったが、第5図に示す電源回路では約93.1%まで向上させることができる。

また、第25図に示した電源回路のAC-DC電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）と、第5図に示した電源回路のAC-DC電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）を比較した場合、負荷電力 $P_o = 100\text{ W}$ 時は約91.3%から約93.7%、負荷電力 $P_o = 75\text{ W}$ 時は、約89.8%から約94.2%、負荷電力 $P_o = 50\text{ W}$ 時は約87.4%から約94.7%、負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時は約80.1%から約93.6%まで向上させることができる。

この結果、第5図に示す電源回路では、第25図に示した電源回路と比較して、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時に約2.0 W、負荷電力 $P_o = 100\text{ W}$ 時に約2.9 W、負荷電力 $P_o = 75\text{ W}$ 時に約3.9 W、負荷電

力 $P_o = 50\text{ W}$ 時に約 4.5 W 、負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時に約 4.5 W の交流入力電力をそれぞれ低減することが可能になるものである。

また、第 25 図に示した電源回路では、スイッチング出力電流 I_{Q1} , I_{Q2} の変化は第 28 図に示したように、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 125$ W の範囲では、 $3.5\text{ A}_p \sim 2.8\text{ A}_p$ であったのに対して、第 5 図に示した電源回路では、第 8 図に示すように $3.2\text{ A}_p \sim 0.8\text{ A}_p$ とすることができる。

また、第 9 図は、上記第 5 図に示した電源回路の特性として、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時の入力電圧変動 $V_{AC} = 85\text{ V} \sim 140\text{ V}$ の変動に
10 対する AC-DC 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$)、スイッチング周波数 f_s 、及びスイッチング出力電流 I_{Q1} , I_{Q2} の変化特性を示した図である。

この第 9 図に示すように、第 5 図に示した電源回路と、先行技術としての第 25 図に示した電源回路を比較した場合は、スイッチング周波数
15 f_s の制御範囲が、先行技術例では 20.6 kHz であるのに対して、第 5 図に示した電源回路では 9.2 kHz とされる。従って、第 5 図に示した電源回路のほうが、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時における入力電圧変動 $V_{AC} = 85\text{ V} \sim 140\text{ V}$ に対するスイッチング周波数 f_s の制御範囲が約 11.4 kHz だけ少なくて済むという利点がある。

また、入力電圧変動に対する AC-DC 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$)
20 及びスイッチング出力電流 I_{Q1} , I_{Q2} の変化特性について、第 5 図に示した電源回路と先行技術としての電源回路を比較した場合も、第 5 図に示した電源回路のほうが、変動幅が小さいことが見てとれる。このことから第 5 図に示した電源回路のほうが先行技術の電源回路に比べて入
25 力電圧の変動による影響を受けにくい回路構成とされるものである。

第10図は、本発明の第3の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。なお、この図において、第1図及び第5図と同一部分には、同一符号を付して説明を省略する。

5 先ず、この第10図に示す電源回路においては、2石のスイッチング素子をハーフブリッジ結合した電流共振形コンバータとして、自励式の構成を採っている。

また、この第10図に示す電源回路においては、商用交流電源（交流入力電圧 V_{AC} ）から直流入力電圧（整流平滑電圧 E_i ）を生成するための整流回路系として、図示するように、2本の低速リカバリ型の整流
10 ダイオード D_1 、 D_2 と、2本の平滑コンデンサ C_{i1} 、 C_{i2} を接続してなる倍電圧整流回路が設けられる。この倍電圧整流回路では、直列接続された平滑コンデンサ C_{i1} — C_{i2} の両端に、交流入力電圧 V_{AC} の2倍に対応する整流平滑電圧 E_i を生成する。

また、この場合の2石のスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 については、B
15 J T（バイポーラトランジスタ）が選定されている。

この場合のスイッチング素子 Q_1 のコレクタは、平滑コンデンサ C_{i1} の正極端子）と接続される。スイッチング素子 Q_1 のエミッタは、スイッチング素子 Q_2 のコレクタと接続され、スイッチング素子 Q_2 のエミッタは一次側アースに対して接続される。つまり、スイッチング素子
0 Q_1 、 Q_2 は、ハーフブリッジ結合方式によって接続されている。

また、スイッチング素子 Q_1 のベースには、共振用コンデンサ C_{B1} —ベース電流制限抵抗 R_{B1} —駆動巻線 N_{B1} を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。この自励発振駆動回路においては、共振用コンデンサ C_{B1} のキャパシタンスと、駆動巻線 N_{B1} のインダクタンスによって直列共振回路を形成しており、この直列共振回路の共振周波数によってスイッチング周波数が決定される。また、ベース電流制限抵抗 R

B1 は、自励発振駆動回路からスイッチング素子Q1のベースに流すべき駆動信号としてのベース電流レベルを調整する。

また、スイッチング素子Q1のベース－エミッタ間には、ダンパダイオードDD1が図示する方向によって接続されることで、オン期間における逆方向電流経路を形成する。また、平滑コンデンサC_iの正極端子とスイッチング素子Q1のベース間には、起動時の電流をベースに流すための起動抵抗R_{s1}が接続される。

同様にして、スイッチング素子Q2のベースに対しては、共振用コンデンサC_{B2}－ベース電流制限抵抗R_{B2}－駆動巻線NB2を直列接続して成る自励発振駆動回路が接続される。そして、共振用コンデンサC_{B2}及び駆動巻線NB2によって、直列共振回路が形成される。また、ベース－エミッタ間には、ダンパダイオードDD2が接続され、コレクター－ベース間には起動抵抗R_{s2}が接続される。

また、スイッチング素子Q2のコレクター－エミッタ間に対しては、並列に一次側部分電圧共振コンデンサC_pが接続されている。

この場合にも、一次側部分電圧共振コンデンサC_pのキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンスL₁₁によって、並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

ドライブトランスPRTは、スイッチング素子Q1、Q2をスイッチング駆動すると共に、スイッチング周波数を可変制御して定電圧化を図るために設けられる。

このドライブトランスPRTは、駆動巻線NB1、NB2及び共振電流検出巻線NDを巻回するとともに、更にこれらの各巻線に対して制御巻線N_cが直交する方向に巻回された可飽和リアクトルとされている。な

お、駆動巻線NB1と、駆動巻線NB2は、互いに逆極性の電圧が励起される巻方向によって巻装されている。

この場合にも、絶縁コンバータトランスPITは、スイッチング素子Q1、Q2のスイッチング出力を二次側に伝送する。

- 5 この絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の巻始め端部は、スイッチング素子Q1のコレクタと接続され、巻終わり端部は、直列共振コンデンサC1ー共振電流検出巻線NDを介して、スイッチング素子Q1のエミッタとスイッチング素子Q2のコレクタの接続点に（スイッチング出力点）に接続される。これにより、一次巻線N1には、スイッチング出力が得られるようにされる。
- 10

また、この場合にも、上記直列共振コンデンサC1のキャパシタンスと、一次巻線N1を含む絶縁コンバータトランスPITのリーケージインダクタンスL1とにより、一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とするための一次側直列共振回路を形成している。

- 15 このようにして、この図に示す一次側スイッチングコンバータとしても、電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振動作とが複合的に得られる、複合共振形コンバータとしての構成を採っている。

この電源回路のスイッチング動作としては、例えば次のようになる。

- 先ず商用交流電源ACが投入されると、例えば起動抵抗Rs1、Rs2を介してスイッチング素子Q1、Q2のベースに起動のためのベース電流が供給されることになる。ここで、例えばドライブトランスPRTの駆動巻線NB1、NB2には、互いに逆極性の電圧が励起されることになるので、スイッチング素子Q1が先にオンとなったとすれば、スイッチング素子Q2はオフとなるように制御される。そして、これら駆動巻線NB1、NB2に励起された交番電圧を源として、スイッチング素子Q1、Q2の各自励発振駆動回路が、共振動作による自励発振動作を行う。こ
- 20
- 25

れにより、スイッチング素子Q1、Q2が交互にオン／オフするように制御される。つまりスイッチング動作を行うことになる。

そして例えばスイッチング素子Q1がオンとなったときには、そのスイッチング出力として、共振電流検出巻線NDを介して一次巻線N1及び直列共振コンデンサC1に共振電流が流れるが、この共振電流が「0」となる近傍で、スイッチング素子Q1がオフとなるとともに、スイッチング素子Q2がオンとなる。これにより、スイッチング素子Q2を介して先とは逆方向の共振電流が流れる。以降、ZVS及びZCSにより、スイッチング素子Q1、Q2が交互にオンとなる自励式のスイッチング動作が継続される。また、スイッチング素子Q1、Q2のオン／オフ動作に伴い、スイッチング素子Q1、Q2のターンオフ時の短期間においては、一次側部分電圧共振コンデンサC_pに電流が流れる。つまり、部分共振電圧動作が得られる。

絶縁コンバータトランスPITの二次巻線N2には、二次側部分電圧共振コンデンサC2が並列に接続される。この二次側部分電圧共振コンデンサC2には、例えばフィルムコンデンサが採用される。そして、この二次側部分電圧共振コンデンサC2のキャパシタンスと、二次巻線N2のリーケージインダクタンスとにより、二次側部分電圧共振回路が形成される。

このため、絶縁コンバータトランスPITの二次巻線N2に交番電圧が励起されることにより、二次側にて部分共振（電圧共振）動作が得られることになる。

つまり、第10図に示す電源回路は、一次側では電流共振動作及び部分電圧共振動作が得られると共に、二次側においても部分電圧共振動作が得られる複合共振形コンバータとして構成されていることになる。

上記二次巻線N2に対しては、上記第1図と同様、ブリッジ整流回路DBR及び平滑コンデンサC01が接続されることで全波整流回路が形成される。この全波整流回路の全波整流動作によって、平滑コンデンサC01の両端に二次側直流出力電圧E01が得られるようになっている。

- 5 そして、このような構成を採る第3の実施の形態としての電源回路においても、絶縁コンバータトランスPITの結合係数 k を0.81程度の疎結合状態としたうえで、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧を3V以下、例えば1.8V/T以下となるようにし、二次側部分電圧共振コンデンサC2の容量値を3300pFとすれば、例えば最大負荷
- 10 電力の約5%程度の軽負荷時のAC-DC電力変換効率($\eta_{AC \rightarrow DC}$)の向上に加えて、負荷電力 $P_o = 200$ W時のAC-DC電力変換効率($\eta_{AC \rightarrow DC}$)を93%以上とすることが可能になる。

- また、先行技術の電源回路では、負荷電力 $P_o = 0$ W時における交流入力電力が約4.2Wであったのに対して、第10図に示す電源回路で
- 15 は2.2Wで良いものとされる。従って、この場合は0W時の交流入力電力を約2.0W低減することができるという利点もある。

- 以上、これまで説明した第1～第3の実施の形態として説明してきたスイッチング電源回路では、絶縁コンバータトランスPITの二次巻線N2の巻線数としては、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧が約
- 20 1.8V/Tとなるように、二次巻線N2または一次巻線N1の巻線数を選定した場合を例に挙げて説明したが、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧としては、約3V/T以下となるように、一次巻線N1または二次巻線N2の巻線数を選定すれば、これまで説明した効果が得られるものとされる。

- 25 第11図は、本発明の第4の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。なお、第11図に示す電源回路は、第1図に

示した電源回路とほぼ同じ回路構成であるため、同一部位に同一符号を付して説明を省略する。

この第 11 図に示す電源回路もまた、第 1 図に示す電源回路と同様、一次側にはスイッチング動作を電流共振形とするための直列共振回路に
5 対して他の共振回路が組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を採るものとされる。

そして、この場合も第 1 図に示した電源回路と同様、絶縁コンバータトランス P I T を形成するコアの中央磁脚に対して、1.5 mm 以上のギャップ G を形成して疎結合の状態が得られるようにしているが、この
10 場合には、例えば結合係数 $k = 0.84$ 程度としている。なお、この場合も、絶縁コンバータトランス P I T は、先に説明した第 19 図または第 20 図のいずれかの構造のものを適用することが可能である。

そのうえで、この第 11 図に示す電源回路は、絶縁コンバータトランス P I T の二次巻線 N2 の 1 ターンあたりの誘起電圧が 5 V 以上となる
15 ように二次巻線 N2 の巻線数を選定すると共に、二次巻線 N2 に対して二次側部分電圧共振コンデンサ C2 を並列に接続して、二次側部分電圧共振コンデンサ C2 のキャパシタンスと、二次巻線 N2 のリーケージインダクタンスとにより、二次側部分電圧共振回路を設けるようにしている。

20 なお、第 11 図に示す電源回路と、第 1 図に示した電源回路の回路構成を比較してみると、第 1 図に示した電源回路では、二次側部分電圧共振回路を形成するための二次側部分電圧共振コンデンサ C2 を備えることなく、二次側整流電流を連続モードとして、これにより電力変換効率の向上を図っている。つまり、同等の効果を得的のにあたって、第 1 図
25 に示す回路では、二次側部分電圧共振コンデンサ C2 を省略することが

できるものであり、この点で、第11図に示す回路よりも、部品点数が削減され、より簡略な回路構成になっているといえる。

第12図は、上記第11図に示した電源回路において、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 200\text{ W}$ 時の各部の動作波形を示した図である。

また第13図は、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 200\text{ W}$ の変動に対する AC-DC 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) 及びスイッチング周波数 f_s の変化特性を示した図である。

なお、第12図、第13図に示す測定結果を得るにあたっては、上記第11図に示した電源回路では、下記のようにして部品素子を選定している。

先ず、絶縁コンバータトランス P I T については、ギャップ $G = 2.0\text{ mm}$ にして結合係数 $k = 0.81$ を選定している。そして、一次巻線 $N_1 =$ 二次巻線 $N_2 = 23\text{ T}$ 、励磁インダクタンス $L_1, L_2 = 145\text{ }\mu\text{ H}$ 、リーケージインダクタンス $L_{11}, L_{21} = 43\text{ }\mu\text{ H}$ とされる。

また、一次側直列共振コンデンサ $C_1 = 0.082\text{ }\mu\text{ F}$ 、二次側部分電圧共振コンデンサ $C_2 = 3300\text{ pF}$ を選定している。

第12図に示すように、上記第11図に示した電源回路のスイッチング素子 $Q_1 \sim Q_4$ の動作は、第12図 (a) に示すスイッチング素子 Q_1 のコレクター-エミッタ間電圧 V_{Q1} と、第12図 (c) に示すスイッチング電流 I_{Q1}, I_{Q4} 、及び第12図 (d) に示すスイッチング電流 I_{Q2}, I_{Q3} により示される。この場合、スイッチング素子 Q_1, Q_4 は、期間 T_{ON} においてオンとなり、期間 T_{OFF} においてオフとなるようにスイッチング動作を行う。

ここで、スイッチング素子 Q_1, Q_4 がオンになると、スイッチング素子 $Q_1 \rightarrow$ 一次側直列共振コンデンサ $C_1 \rightarrow$ 一次巻線 $N_1 \rightarrow$ スwitching

素子Q4の経路で共振電流が流れる。そして、この共振電流が零となる近傍でスイッチング素子Q2, Q3がオン、スイッチング素子Q1, Q4がオフとなるように制御されることで、スイッチング素子Q3→一次巻線N1→一次側直列共振コンデンサC1→スイッチング素子Q2の経路で

5 共振電流が流れる。以降はスイッチング素子Q1, Q4とスイッチング素子Q2, Q3が交互にオンとなるように制御される。

また、スイッチング素子Q2に並列に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサCp1には、スイッチング素子Q2がターンオンまたはターンオフする短期間において、第12図(b)に示すような部分共振

10 電流ICPが流れることになる。また、図示していないがスイッチング素子Q4に接続されている一次側部分電圧共振コンデンサCp2にもスイッチング素子Q4がターンオンまたはターンオフする短期間において部分共振電流が流れることになる。

また、第11図に示す電源回路では、スイッチング素子Q1, Q4の

15 コレクターエミッタ間を流れる電流IQ1, IQ4は、第12図(c)に示すように、スイッチング素子Q1, Q4がオンとなる期間TONのほぼ中央付近において電流レベルが減少したM字形の波形となっている。また、スイッチング素子Q2, Q3に流れる電流IQ2, IQ3も、上記電流IQ1, IQ4とは180度位相のずれた波形で、第12図(d)に示す

20 ようなM字形の波形となっている。

従って、この第12図(c)(d)に示す電流IQ1～IQ4の波形と、第23図(b)に示した先行技術としての電源回路の電流IQ2の波形とを比較すれば、第11図に示した電源回路のほうが各電流IQ1～IQ4の波形がM字形になっている分だけ、一次側電流のピーク値が減少

25 していることが分かる。

このように第11図に示した電源回路のスイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ のコレクターエミッタ間を流れる電流 $I_{Q1} \sim I_{Q4}$ がM字形の波形になるのは、以下のような要因によるものとされる。

- 5 先ず、構成としては、絶縁コンバータトランスPITのギャップGをこれまでより拡大して、結合係数 k の低下を図るようにしている。また、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧 $V2$ を例えば $5.9V/T$ ($=135V/23T$)以上となるように、二次巻線N2の巻線数を選定している。さらに、二次巻線N2に対して並列に二次側部分電圧共振コンデンサ $C2$ を接続している。
- 10 この結果、二次側部分電圧共振コンデンサ $C2$ のキャパシタンスと、二次巻線N2のリーケージインダクタンス $L21$ との部分電圧共振作用により、二次側電流 I_D がオフとなる期間に、二次側部分電圧共振コンデンサ $C2$ に部分電圧共振電流 I_{C2} が流れる期間が得られるが、この部分電圧共振電流 I_{C2} が流れるのは、第12図(f)(h)をみて分かるように、二次側のブリッジ整流回路DBRを形成する整流ダイオードがオフとなって、整流電流 I_D が流れていない期間となる。この場合、二次巻線N2に流れる電流は、整流電流 I_D と部分電圧共振電流 I_{C2} が合成されたものとなるが、この合成された電流波形はM字状となる。これにより、二次巻線N2と磁気結合されている一次巻線N1に流れる直列共振電流もM字形となるものである。
- 15 20

- この場合、スイッチング素子 $Q1, Q4$ には正極性方向の一次側直列共振電流 I_1 が流れ、スイッチング素子 $Q2, Q3$ には負極性方向の一次側直列共振電流 I_1 が流れることになる。換言すれば、スイッチング素子 $Q1, Q4$ の組と、スイッチング素子 $Q2, Q3$ の組が交互にオン/オフを行うことによって、上記一次側直列共振コンデンサ $C1$ と直列接続された一次巻線N1には、共振電流波形に近いドライブ電流が供給さ
- 25

れることになる、そして、この一次巻線N1に流れる電流に応じて発生する交番電圧によって、二次巻線N2にも交番電圧が励起されることになる。

そして、上記のようにして二次巻線N2に発生する交番電圧に応じて、

- 5 二次巻線N2に接続されるブリッジ整流回路DBRの正極側の入力端子と負極側の入力端子との間の端子間電圧V2としては、第12図(g)に示す波形が得られることになる。つまり、ブリッジ整流回路DBRに整流電流が流れる期間において整流平滑電圧E0の絶対値レベルでクランプされた波形が得られる。
- 10 また、ブリッジ整流回路DBRからは、第12図(h)に示すような波形の整流電流IDが出力されることになる。また、ブリッジ整流回路DBRに発生する電圧V2がゼロレベルとなるゼロクロス付近では、第12図(f)に示すような共振電流IC2が二次側部分電圧共振コンデンサC2に流れていることから、二次側の整流電流IDは不連続モード
- 15 ではあるが、絶縁コンバータトランスPITの一次側からは、二次巻線には、連続モードに応じた電流が流れているものとしてみえることになる。

- また、第11図に示す電源回路は、第13図に示されるように、負荷電力Poが重くなるに従い、スイッチング周波数fsが低くなるように
- 20 制御されている。つまり、スイッチング周波数制御によって二次側直流出力電圧E01の定電圧制御を行っていることが分かる。

- 具体的には、第11図に示す電源回路においては、絶縁コンバータトランスPITのギャップGをこれまでの1.0mmから2.0mmに拡大して、結合係数kを0.87から0.81まで低下させるようにしてい
- 25 る。そして、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧V2=5.9V

／Tに設定すると共に、二次側部分電圧共振コンデンサC2の容量値として3300pFを選定したことによるものとされる。

このように第11図に示す電源回路では、絶縁コンバータトランスPITの二次側に流れる電流は不連続動作モードになるが、この場合は二次側部分電圧共振コンデンサC2のキャパシタンスと、二次巻線N2のリーケージインダクタンスL21との部分電圧共振作用により、一次側直列共振コンデンサC1に流れる一次側直列共振電流I1の波形もM字形の波形とすることができ、スイッチング素子Q1～Q4を流れる電流IQ1～IQ4の電流波形をM字形の波形になる。

よって、負荷電力 $P_o = 200\text{W} \sim 0\text{W}$ の範囲において一次側を流れる電流I1、IQ1～IQ4のピークレベルを低下させることができ、負荷電力 $P_o = 200\text{W} \sim 0\text{W}$ におけるAC-DC電力変換効率($\eta_{AC \rightarrow DC}$)の向上を図ることができるようになる。

実験によれば、第21図に示した先行技術の電源回路では、負荷電力 $P_o = 200\text{W}$ （重負荷時）のAC-DC電力変換効率($\eta_{AC \rightarrow DC}$)が約91.8%であったのに対して、第11図に示す電源回路では約93.0%まで向上させることができる。

また、第21図に示した電源回路のAC-DC電力変換効率($\eta_{AC \rightarrow DC}$)と、第11図に示した電源回路のAC-DC電力変換効率($\eta_{AC \rightarrow DC}$)を比較した場合、負荷電力 $P_o = 150\text{W}$ 時は約92.4%から約93.6%、負荷電力 $P_o = 100\text{W}$ 時は約92.0%から約94.0%、負荷電力 $P_o = 50\text{W}$ 時は約87.0%から約93.0%、負荷電力 $P_o = 25\text{W}$ 時は約82.0%から約91.3%まで向上させることができる。さらに、負荷電力 $P_o = 0\text{W}$ の無負荷時の入力電力も約3.5Wから約1.7Wまで低減させることができる。

この結果、第 11 図に示す電源回路は、第 21 図に示した電源回路と比較して、負荷電力 $P_o = 200\text{ W}$ 時に約 4.8 W、負荷電力 $P_o = 150\text{ W}$ 時に約 2.0 W、負荷電力 $P_o = 100\text{ W}$ 時に約 2.3 W、負荷電力 $P_o = 50\text{ W}$ 時に約 3.7 W、負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時に約 3.1 W、負荷電力 $P_o = 0\text{ W}$ 時に約 1.8 W の交流入力電力をそれぞれ低減することが可能になるものである。

また、第 11 図に示す電源回路も、第 1 図に示した電源回路と同様、入力整流平滑回路を形成している入力整流回路を全波整流回路により構成することができるため、入力整流平滑回路の平滑コンデンサは 1 つでよく、またスイッチング素子をフルブリッジ結合により構成したことで、
10 スwitchング素子 $Q1 \sim Q4$ の耐圧も 400 V から 200 V のものを選定可能になるため、回路のコストダウンを図ることができる。さらに、スイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ のスイッチング特性も向上するため、スイッチング素子 $Q1 \sim Q4$ における発熱を低減することができるため、ス
15 witchング素子 $Q1 \sim Q4$ の放熱板が不要になるという利点もある。

また、上記第 11 図に示した電源回路においても、第 4 図に示したような構成の二次側回路を適用することも可能である。

但し、先に第 1 図に示した電源回路では、低負荷時における異常発振動作を防止するために、二次巻線 $N2$ に対して並列に二次側部分電圧共振コンデンサ $C2$ を接続するようにしていた。
20

これに対して、第 11 図に示す電源回路では、低負荷時における異常発振動作を防止するのではなく、上述したように、二次側部分電圧共振コンデンサ $C2$ に共振電流 I_{C2} を流すことで、二次側整流電流 I_D が不連続動作モードでありながら、一次側から見れば、二次側整流電流 I_D
25 が連続的に流れているような連続動作モードを疑似的に得るために設けられているものである。

そしてこの場合には、二次巻線 $N2 + N3 = 23T$ が選定される。また、二次側部分電圧共振コンデンサ $C2$ は 1000 pF の小容量コンデンサが選定される。

第14図は、本発明の第5の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。なお、第14図に示す電源回路の回路構成は、第5図に示した電源回路とほぼ同じ回路構成であるため、同一部位に同一符号を付して説明を省略する。

この第14図に示す電源回路もまた、第5図に示す電源回路と同様、一次側にはスイッチング動作を電流共振形とするための直列共振回路に対して、他の共振回路が組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を採るものとされる。

そして、この場合も第5図に示した電源回路と同様、絶縁コンバータトランスPITを形成するコアの中央磁脚に対して 1.5 mm 以上のギャップ G を形成して、一次巻線 $N1$ と二次巻線 $N2, N3$ との結合係数 k として、例えば 0.84 以下の疎結合の状態が得られるようにしている。

そのうえで、絶縁コンバータトランスPITの二次巻線 $N2$ に二次側部分電圧共振コンデンサ $C2$ を並列に接続して、二次側部分電圧共振コンデンサ $C2$ のキャパシタンスと、二次巻線 $N2$ のリーケージインダクタンスとにより、二次側部分電圧共振回路を設けるようにしている。さらに、二次側直流出力電圧 $E01$ として約 135 V を得るために、二次巻線 $N2$ の1ターンあたりの誘起電圧が 5 V 以上となるように二次巻線 $N2$ の巻線数を選定することで、重負荷時（ 125 W 時）から軽負荷時にわたってAC-DC電力変換効率（ $\eta_{AC \rightarrow DC}$ ）の向上を図るように構成したものである。なお、この場合も、絶縁コンバータトランスPITは、先に説明した第19図または第20図のいずれかの構成のものを

適用することが可能である。なお、第14図に示す電源回路と、第5図に示した電源回路を比較した場合も、二次側部分電圧共振コンデンサを省略可能であるという点で、第5図に示した電源回路のほうが回路構成は簡略になるといえる。

- 5 第15図、第16図は、上記第14図に示した電源回路の動作をスイッチング周期により示した波形図である。第15図には、交流入力電圧 $V_{AC}=100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o=125\text{ W}$ 時の条件での動作が示されている。また、第16図には、交流入力電圧 $V_{AC}=100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o=25\text{ W}$ 時の条件での動作が示されている。
- 10 さらに第17図には、電源回路の特性として、負荷電力 $P_o=0\text{ W}\sim 125\text{ W}$ の変動に対する $AC-DC$ 電力変換効率 ($\eta_{AC\rightarrow DC}$)、スイッチング周波数 f_s 、及びスイッチング出力電流 I_{Q1} 、 I_{Q2} の変化特性が示されている。

- 15 なお、第15図～第17図に示す測定結果を得るにあたっては、上記第14図に示した電源回路では、下記のようにして部品素子を選定している。

- 20 先ず、絶縁コンバータトランス PIT については、ギャップ $G=1.5\text{ mm}$ にして結合係数 $k=0.84$ を選定している。そして、一次巻線 $N1=28\text{ T}$ 、二次巻線 $N2=23\text{ T}+23\text{ T}$ を巻装している。この場合の一次巻線 $N1$ の励磁インダクタンス $L1=186\text{ }\mu\text{ H}$ 、一次巻線 $N1$ のリーケージインダクタンス $L1l=56\text{ }\mu\text{ H}$ 、二次巻線 $N2$ の励磁インダクタンス $L2=145\text{ }\mu\text{ H}$ 、二次巻線 $N2$ のリーケージインダクタンス $L2l=43\text{ }\mu\text{ H}$ とされる。

- 25 また、一次側直列共振コンデンサ $C1=0.047\text{ }\mu\text{ F}$ 、二次側部分電圧共振コンデンサ $C2=1200\text{ p F}$ を選定している。

第15図に示す場合、スイッチング素子Q12がオンとなる期間 T_{ON} 、及びオフとなる期間 T_{OFF} におけるスイッチング素子Q12のコレクター-エミッタ間電圧 V_{Q2} は、第15図(a)に示すような波形となり、スイッチング素子Q12のコレクタには、第15図(b)に示すような
5 波形のコレクタ電流 I_{Q2} が流れることになる。

そしてこの場合もスイッチング素子Q12を流れる電流 I_{Q2} は、第15図(b)に示すように、スイッチング素子Q12がオンとなる期間 T_{ON} のほぼ中央付近において電流レベルが減少したM字形の波形となっている。また、図示していないがスイッチング素子Q11にも、上記電
10 流 I_{Q2} とは180度位相のずれたM字形の電流 I_{Q1} が流れることになる。

このように、第14図に示した電源回路は、第5図に示した電源回路と同様、絶縁コンバータトランスPITのギャップGを、これまでより拡大して、その結合係数 k の低下を図ることで一次巻線N1のリーケー
15 ジインダクタンス L_{11} の増加を図るようにしている。また二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧が5V以上となるように、一次巻線N1の二次巻線N2の巻線数を選定し、また二次巻線N2に対して並列に二次側部分電圧共振コンデンサC2を接続するようにしている。

この場合、二次側部分電圧共振コンデンサC2のキャパシタンスと、
20 一次巻線N1のリーケージインダクタンス L_{11} との並列共振作用により、一次側直列共振コンデンサC1に流れる一次側直列共振電流 I_1 が、第15図(d)に示されているようなM字形の波形となる。

これにより、第25図に示した先行技術の電源回路を比較すると、第14図に示した電源回路のほうが、スイッチング電流 I_{Q2} 、及び一次
25 側直列共振電流 I_1 のピーク値が低くなり、負荷電力 $P_o = 0W \sim 125W$ にわたって電力変換効率の向上が図られることになる。

具体的には、一次巻線N1のリーケージインダクタンス L_{1l} を増加を図り、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧 $V_2 = 5.87 \text{ V/T}$ に設定するために、絶縁コンバータトランスPITのギャップGをこれまでの 1.0 mm から 1.5 mm に拡大して結合係数 k を 0.87 から

5 0.84 まで低下させるようにしている。

さらに絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の巻線数を 24 T から 28 T まで増やすようにしている。これにより、一次巻線N1のリーケージインダクタンス L_{1l} を $42 \mu\text{H}$ から $56 \mu\text{H}$ まで増加するようにしている。

10 またこの場合の二次側部分電圧共振コンデンサC2の容量値としては、 1200 pF が選定されることになる。

また、この場合、絶縁コンバータトランスPITの一次巻線N1の両端には、第15図(c)に示すように、期間 T_{ON} と期間 T_{OFF} とで極性が反転する波形の電圧 V_1 が得られる。また、二次巻線N2のセンタ

15 ータップと二次側アースとの間には第15図(f)に示すような二次側電流 I_D が流れることで、二次巻線N2の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧 V_2 は、第15図(e)に示すような波形の出力が得られることになる。

第16図は、上記第15図に示したスイッチング周期による波形図との比較として、交流入力電圧 $V_{AC} = 100 \text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 25 \text{ W}$

20 時の条件における動作をスイッチング周期により示した波形図である。

この場合、スイッチング素子Q12がオンとなる期間 T_{ON} 、及びオフとなる期間 T_{OFF} におけるスイッチング素子Q12のコレクターエミッタ間電圧 V_{Q2} は、第16図(a)に示すような波形となり、スイッチ

25 ング素子Q12のコレクタには、第16図(b)に示すような波形のコレクタ電流 I_{Q2} が流れることになる。そして、この場合も、二次側部

分電圧共振コンデンサ $C2$ と、一次巻線 $N1$ のリーケージインダクタンス $L11$ との並列共振作用により、一次側直列共振コンデンサ $C1$ に流れる一次側直列共振電流 $I1$ は、第 16 図 (d) に示されているような波形になる。

- 5 この場合、絶縁コンバータトランス PIT の一次巻線 $N1$ の両端には、第 16 図 (c) に示すような波形の電圧 $V1$ が得られる。また、二次巻線 $N2$ のセンタータップと二次側アースとの間には第 16 図 (f) に示すような二次側電流 ID が流れることで、二次巻線 $N2$ の巻始め端部側と二次側アース間の両端電圧 $V2$ は、第 16 図 (e) に示すような波形
- 10 の出力が得られることになる。

- このように、第 14 図に示した電源回路では、二次側部分電圧共振コンデンサ $C2$ のキャパシタンスと、一次巻線 $N1$ のリーケージインダクタンス $L11$ との並列共振作用により、一次側直列共振コンデンサ $C1$ に流れる一次側直列共振電流 $I1$ の波形は M 字形の波形となる。これに伴って、スイッチング素子 $Q1$, $Q2$ を流れる電流 $IQ1$, $IQ2$ を M 字形の波形とすることができる。
- 15

- これにより、第 17 図に示した第 14 図の電源回路の特性図と、第 28 図に示した第 25 図の電源回路の特性図とから分かるように、第 14 図に示した電源回路のほうが、負荷電力 $P_o = 0\text{ W} \sim 125\text{ W}$ にわたって電力変換効率が向上していることが見て取れる。特に、軽負荷時において電力変換効率が向上していることが分かる。
- 20

- 実験によれば、第 25 図に示した先行技術の電源回路では、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時の $AC-DC$ 電力変換効率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) が約 92.0% であったが、第 14 図に示す電源回路では約 93.1% まで向上させることができる。
- 25

また、上記第 25 図に示した電源回路の AC-DC 電力変換効率
($\eta_{AC \rightarrow DC}$) と、第 11 図に示した電源回路の AC-DC 電力変換効
率 ($\eta_{AC \rightarrow DC}$) を比較した場合、負荷電力 $P_o = 100\text{ W}$ 時は約 92.
0% から約 93.7%、負荷電力 $P_o = 75\text{ W}$ 時は、約 91.5% から
5 約 93.4%、負荷電力 $P_o = 50\text{ W}$ 時は約 89.0% から約 92.
1%、負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時は約 82.5% から約 85.8% まで向
上させることができる。さらに、負荷電力 $P_o = 0\text{ W}$ の無負荷時の入力
電力も約 4.2 W から約 1.7 W まで低減させることができる。

この結果、第 14 図に示す電源回路では、第 25 図に示した電源回路
10 と比較して、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時に約 1.6 W、負荷電力 $P_o =$
100 W 時に約 2.0 W、負荷電力 $P_o = 75\text{ W}$ 時に約 1.7 W、負荷
電力 $P_o = 50\text{ W}$ 時に約 1.9 W、負荷電力 $P_o = 25\text{ W}$ 時に約 1.2
W、負荷電力 $P_o = 0\text{ W}$ 時に約 2.5 W の交流入力電力をそれぞれ低減
することが可能になるものである。

15 また、第 17 図に示されるように、第 14 図に示す電源回路は、負荷
電力 P_o が重くなるに従って、スイッチング周波数 f_s が低くなるよう
に制御されている。つまり、スイッチング周波数 f_s が軽負荷になるに
したがって、スイッチング周波数 f_s が比例的に上昇していく傾向を有
している。

20 そして、例えば第 14 図に示した電源回路の負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$
~ 25 W の変動に対するスイッチング周波 f_s の制御範囲は、約 61.
7 kHz ~ 64.9 kHz とされる。

これに対して、第 25 図に示した電源回路の負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$
~ 25 W の変動に対するスイッチング周波 f_s の制御範囲は、約 62.
25 5 kHz ~ 65.8 kHz とされる。従って、第 14 図に示した電源回

路と、第 25 図に示した電源回路では、負荷電力 $P_o = 125\text{ W} \sim 250\text{ W}$ の変動に対するスイッチング周波 f_s の制御範囲がほぼ同等になる。

また、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時における交流入力電圧 V_{AC} の入力電圧変動 ($85\text{ V} \sim 140\text{ V}$) に対するスイッチング周波数 f_s の制御
5 範囲は、第 25 図に示した電源回路は、約 $52.1\text{ kHz} \sim 76.9\text{ kHz}$ であるのに対して、第 14 図に示した電源回路は、約 $58.8\text{ kHz} \sim 74.6\text{ kHz}$ とされる。従って、第 14 図に示した電源回路のほう
10 10 が、負荷電力 $P_o = 125\text{ W}$ 時における入力電圧変動に対するスイッチング周波数 f_s の制御範囲が約 9 kHz 少なくなくて済むという利点がある。

本発明の第 6 の実施の形態としてのスイッチング電源回路について説明する。なお、第 6 の実施の形態の電源回路の回路構成は、先に第 10 図に示した電源回路と同じ回路構成であるため図示は省略する。

但し、先に第 10 図に示した電源回路では、低負荷時における異常発
15 振動作を防止して安定動作を得るために、二次巻線 N_2 に対して並列に二次側部分電圧共振コンデンサ C_2 を接続していたが、第 6 の実施の形態としての電源回路では、絶縁コンバータトランス PIT の二次側を流れる二次側電流が連続的に流れるような連続動作モードを疑似的に得るために設けられているものである。つまり、第 6 の実施の形態としても、
20 20 先の第 4 及び第 5 の実施の形態と同様の動作、作用を得るための二次側部分電圧共振コンデンサ C_2 を備える構成を採るものである。

第 18 図は、第 6 の実施の形態としての電源回路の動作をスイッチング周期により示す波形図である。ここでは、交流入力電圧 $V_{AC} = 100\text{ V}$ 、負荷電力 $P_o = 200\text{ W}$ 時の条件での動作波形が示されている。
25 25 先ず、スイッチング素子 Q_2 に流れるスイッチング出力電流 (ドレイン電流) I_{Q2} は、第 18 図 (b) に示すようにして、スイッチング素

子Q2がオンとなる期間T_{ON}において流れ、オフとなる期間T_{OFF}において0レベルとなっている。

- また、一次側部分電圧共振コンデンサC_pが並列接続されたスイッチング素子Q2の両端電圧V_{Q2}は、第18図(a)に示すようにして、
- 5 スwitchング素子Q2がオフとなる期間T_{OFF}においては、直流入力電圧E_iのレベルでクランプされ、オフとなる期間T_{ON}においては0レベルとなる波形が得られる。

- また、上記したスイッチング動作が得られることで、一次巻線N1には、第18図(d)に示す波形による一次巻線電流I₁が流れる。この
- 10 一次巻線電流I₁は、図示するようにして、期間T_{ON}では正極性で、期間T_{OFF}では負極性となるようにして、スイッチング周期に応じて極性が反転する波形となっている。

またこのときの一次巻線N1の両端電圧V₁は、第18図(c)に示すような波形となる

- 15 また、この電源回路の二次側においては、二次巻線N2のセンタータップと二次側アースとの間には、第18図(g)に示すような二次側電流I_Dが流れ、二次巻線N2の巻始め端部側と二次側アース間には、第18図(e)に示すような波形の電圧V₂が得られることになる。また、二次巻線N2を流れる二次側電流I₂は第18図(f)のように示される。
- 20 る。さらに二次巻線N2に対して並列に接続される二次側部分電圧共振コンデンサC₂には、第18図(h)に示すような波形の部分共振電流I_{C2}が流れることになる。

- そして、このような構成を採る第6の実施の形態としての電源回路においても、上記第17図と同様の特性を有することから、第14図に示した電源回路と同様の効果である軽負荷時から重負荷(200W)時に
- 25 わたって電力変換効率の向上を図ることができる。

なお、第4～第6の実施の形態としてのスイッチング電源回路では、絶縁コンバータトランスPITの二次巻線N2の巻線数としては、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧が約 5.9 V/T または 5.87 V/T 程度となるように、二次巻線N2または一次巻線N1の巻線数を
5 選定した場合を例に挙げて説明したが、二次巻線N2の1ターンあたりの誘起電圧としては約 5 V/T 以上となるように、一次巻線N1または二次巻線N2の巻線数を選定すれば、これで説明した効果が得られる。

なお、上記各実施の形態としての電源回路では、定電圧制御手段として、スイッチング周波数制御によって二次側直流出力電圧を定電圧化する構成が示されているが、例えば、シリーズレギュレータを備える等、
10 他の定電圧制御のための構成が採られてもよい。

また、さらには、本発明としての概念に基づく電源回路としては、二次側直流出力電圧を定電圧化するための構成を省略しても、目的とする作用、効果を得ることが可能である。従って、本発明の基づく電源回路
15 を構成するのにあたっては、必ずしも、二次側直流出力電圧を定電圧化するための構成を設ける必要はないということがいえる。

また、本発明としてのスイッチング電源回路としては、上記各実施の形態としての構成に限定されるものではなく、例えば、要部の部品素子の定数などは適宜、各種条件に応じて適切な値に変更されればよい。

20 また、第1及び第4の実施の形態では、スイッチング素子Q1～Q4に対して自励発振回路を設けたが、例えばスイッチング素子Q1～Q4をMOS-FETやIGBTで形成する場合、これに対応して他励発振回路によってスイッチング動作させる構成としてもよい。逆に、2本のスイッチング素子によるハーフブリッジ方式による電源回路については、
25 第2の実施の形態などのようにして他励式の構成のみを示しているが、自励式により構成してもよいものである。

請求の範囲

1. 交流電圧を入力して整流平滑動作を行うことで、整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、

- 5 該整流平滑手段により出力された整流平滑電圧を断続する複数のスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、

上記複数のスイッチング素子を予め決められたスイッチング周波数でスイッチング駆動する駆動手段と、

- 10 磁脚にギャップを形成したコアに対して一次巻線および二次巻線を分けて巻装することで、上記一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合の状態にすると共に、上記二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以下となるように、上記一次巻線と二次巻線の巻線数を設定して構成され、上記一次巻線に得られる上記スイッチング手段の出力を二次巻線に対して伝送するコンバータトランスと、

- 15 少なくとも、上記コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、上記スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、

- 20 上記スイッチング手段を形成する複数のスイッチング素子のうち、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される一次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記スイッチング手段を形成するスイッチング素子のターンオフ期間においてのみ部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路と、

上記コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して整流および平滑を行い、二次側直流出力電圧を生成する直流出力電圧生成手段と、

を備え、上記一次巻線と二次巻線の巻線数を選定することにより上記
5 二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧は、上記二次巻線に流れる二次側電流が連続的に流れるような電圧に設定されることを特徴とするスイッチング電源回路。

2. 上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記駆動手段を制御して上記複数のスイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング
10 周波数を可変することで、上記二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段を、

さらに備えることを特徴とする請求の範囲第1項に記載のスイッチング電源回路。

3. 上記コンバータトランスの二次巻線に対して並列に接続される二
15 次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記二次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、二次側において部分共振動作を行う二次側部分電圧共振回路を、

さらに備えることを特徴とする請求の範囲第1項に記載のスイッチング電源回路。

20 4. 交流電圧を入力して整流平滑動作を行うことで、整流平滑電圧を生成する整流平滑手段と、

該整流平滑手段により出力された整流平滑電圧を断続する複数のスイッチング素子を備えて形成されるスイッチング手段と、

上記複数のスイッチング素子を予め決められたスイッチング周波数で
25 スwitchング駆動する駆動手段と、

磁脚にギャップを形成したコアに対して一次巻線および二次巻線を分けて巻装することで、上記一次巻線と二次巻線とが所要以下の結合係数による疎結合の状態にすると共に、上記二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧が所定レベル以上となるように、上記一次巻線と二次巻線の巻線
5 数を設定して構成され、上記一次巻線に得られる上記スイッチング手段の出力を二次巻線に対して伝送するコンバータトランスと、

少なくとも、上記コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、上記スイッチング手段の動作を電
10 流共振形とする一次側直列共振回路と、

上記スイッチング手段を形成する複数のスイッチング素子のうち、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される一次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記スイッチング手段を
15 形成するスイッチング素子のターンオフ期間においてのみ部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路と、

上記コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して整流および平滑を行い、二次側直流出力電圧を生成する直流出力電圧生成手段と、

20 上記コンバータトランスの二次巻線に対して並列に接続される二次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記二次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、二次側において部分共振動作を行う二次側部分電圧共振回路と、

を備え、上記一次巻線と二次巻線の巻線数を選定することにより上記
25 二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧は、上記二次巻線に流れる二次側

電流が連続的には流れないような電圧に設定されることを特徴とするスイッチング電源回路。

5. 上記二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記駆動手段を制御して上記複数のスイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング周波数を可変することで、上記二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段を、

さらに備えることを特徴とする請求の範囲第4項に記載のスイッチング電源回路。

6. 上記スイッチング手段の複数のスイッチング素子は、上記整流平滑電圧と基準電位との間に互いに直列に接続される二つのスイッチング素子であり、該二つのスイッチング素子は、上記駆動手段により、交互にスイッチング動作をするよう駆動されることを特徴とする請求の範囲第1項または第4項に記載のスイッチング電源回路。

7. 上記スイッチング手段の複数のスイッチング素子は、上記整流平滑電圧と基準電位との間に互いに直列に接続される二つのスイッチング素子二組からなり、該二つのスイッチング素子二組は、上記駆動手段により、交互にスイッチング動作をするよう駆動されることを特徴とする請求の範囲第1項または第4項に記載のスイッチング電源回路。

8. 上記駆動手段は、駆動コイルと、該駆動コイルと直列接続された駆動共振コンデンサとを含んで構成され、上記駆動巻線のインダクタンス成分と、上記駆動共振コンデンサのキャパシタンスとによって決定される共振周波数に基づくスイッチング周波数が決定される駆動共振回路であることを特徴とする請求の範囲第1項または第4項に記載のスイッチング電源回路。

9. 上記駆動手段の駆動コイルは、上記一次側直列共振コンデンサに直列に接続される直交制御トランスの駆動巻線であって、

- 上記直交制御トランスは、上記駆動巻線と、上記一次巻線と一次側直列共振コンデンサに対して直列接続された検出巻線と、これら駆動巻線と検出巻線とは直交方向に巻かれ、上記二次側直流出力電圧のレベルの変化に応じたレベルの制御電流が供給される制御巻線とを有する可飽和リアクトルであることを特徴とする請求の範囲第2項または第5項に記載のスイッチング電源回路。
10. 上記コンバータトランスの二次巻線の中央部には、基準電位に接続されるセンタータップが設けられ、上記二次巻線の両端部には、それぞれに整流器と平滑コンデンサとが設けられ、両波整流が行われることを特徴とする請求の範囲第1項または第4項に記載のスイッチング電源回路。

補正書の請求の範囲

[2004年1月7日(07.01.04)国際事務局受理:
出願当初の請求の範囲1, 4, 8及び9は補正された; 出願当初の請求の範囲
2, 3, 5, 6及び7は取り下げられた; 他の請求の範囲は変更なし。]

1. (補正後) 商用交流電圧を入力して整流動作を行うことで、整流電圧を生成する整流手段と、

5 該整流手段からの整流電圧を平滑した直流電圧を出力する平滑手段と、

上記直流電圧と基準電位との間に互いに直列に接続される二つのスイッチング素子の組を一または複数有し、上記平滑手段からの直流電圧を断続するスイッチング手段と、

10 ギャップが形成されたコア、該コアに巻装される一次巻線、及び二次巻線を有し、上記一次巻線に得られる上記スイッチング手段の出力を上記二次巻線に対して伝送する絶縁コンバータトランスと、

上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとを少なくとも含んで構成され、予
15 め決められた共振周波数で共振して、上記スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、

上記スイッチング手段を構成する各々のスイッチング素子を予め決められた周波数のスイッチング周波数でスイッチング駆動する駆動手段と、

20 上記スイッチング手段を形成する複数のスイッチング素子の組毎に設けられ、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される一次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記スイッチング手段を形成するスイッチング素子のターンオフ期間においての
25 み部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、

- 上記直流出力電圧生成手段からの二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記駆動手段を制御して上記スイッチング周波数を可変することで、上記二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、

- を備え、上記二次巻線に流れる二次側電流が連続的に流れるように上記コアのギャップ幅および上記二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧が設定されることを特徴とするスイッチング電源回路。

2. (削除)

3. (削除)

4. (補正後) 商用交流電流を入力して整流動作を行うことで、整流電圧を生成する整流手段と、

- 15 該整流手段からの整流電圧を平滑した直流電圧を出力する平滑手段と、

上記直流電圧と基準電位との間に互いに直列に接続される二つのスイッチング素子の組を一または複数有し、上記平滑手段からの直流電圧を接続するスイッチング手段と、

- 20 上記複数のスイッチング手段を予め決められたスイッチング周波数でスイッチング駆動する駆動手段と、

ギャップが形成されたコア、該コアに巻装される一次巻線、及び二次巻線を有し、上記一次巻線に得られる上記スイッチング手段の出力を上記二次巻線に対して伝送する絶縁コンバータトランスと、

上記絶縁コンバータトランスの一次巻線に直列接続された一次側直
5 列共振コンデンサとを少なくとも含んで構成され、予め決められた共振周波数で共振して、上記スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、

上記スイッチング手段を形成する複数のスイッチング素子組毎に設けられ、所定のスイッチング素子に対して並列に接続される一次側部分
10 電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記スイッチング手段を形成するスイッチング素子のターンオフ期間においてのみ部分電圧共振動作を行う一次側部分電圧共振回路と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力
15 して整流動作を行って二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に対して並列に接続される二次側部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記二次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、二次側において部分共振動作
20 を行う二次側部分電圧共振回路と、

上記直流出力電圧生成手段からの二次側直流出力電圧のレベルに応じて、上記駆動手段を制御して上記複数のスイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング周波数を可変することで、上記二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された定電圧制御手段と、
25 を備え、上記二次巻線に流れる二次側電流が連続的に流れるように上記コアのギャップ幅および上記二次巻線の1ターンあたりの誘起電圧

が設定されることを特徴とするスイッチング電源回路。

5. (削除)

6. (削除)

7. (削除)

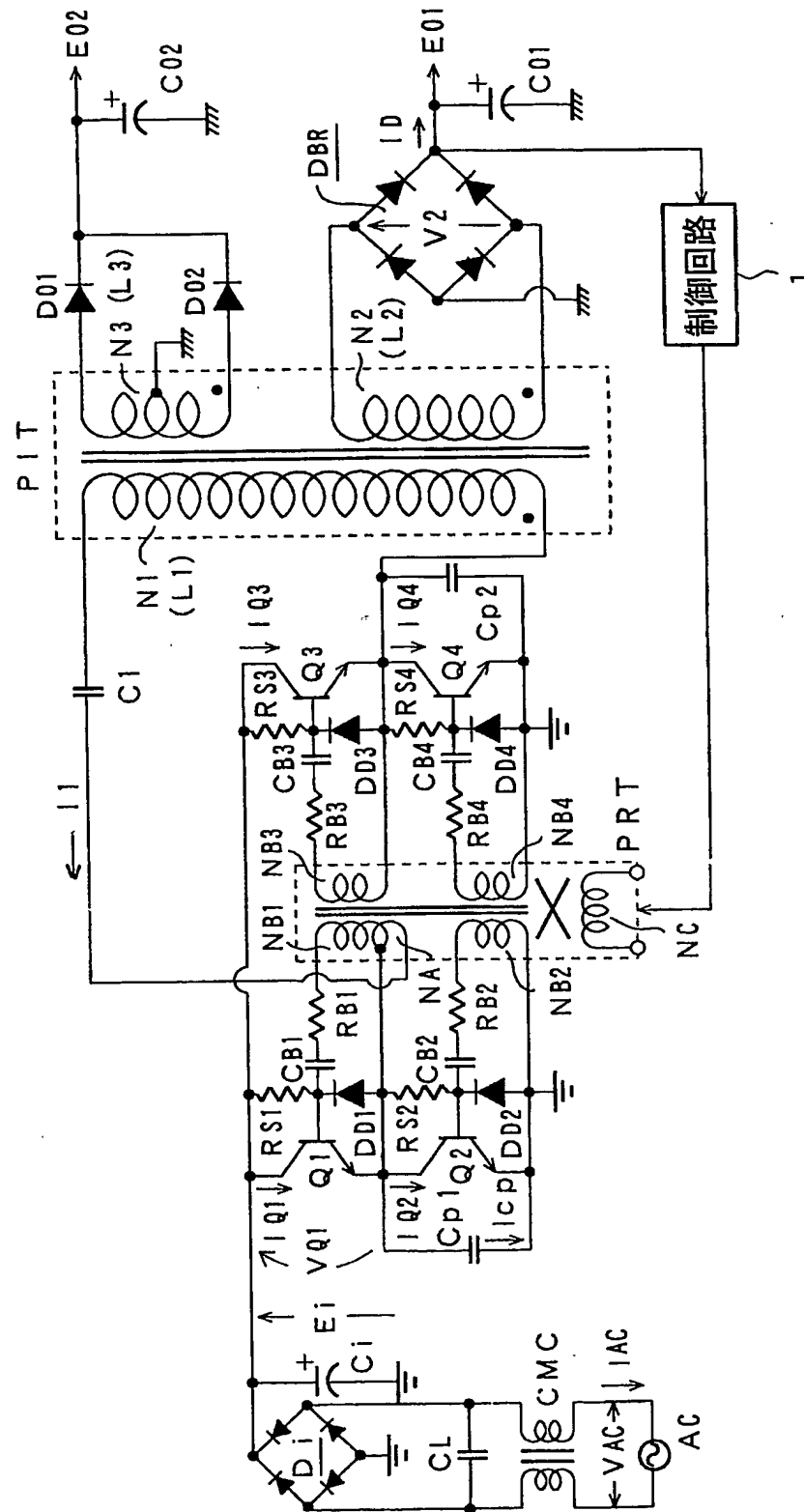
- 5 8. (補正後) 上記駆動手段は、駆動巻線と、該駆動巻線と直列接続された駆動共振コンデンサとを含んで構成され、上記駆動巻線のインダクタンスと上記駆動共振コンデンサのキャパシタンスとによって決定される共振周波数に基づくスイッチング周波数が決定される駆動共振回路であることを特徴とする請求の範囲第1項または第4項に記載の
- 10 スwitchング電源回路。

9. (補正後) 上記駆動手段の駆動巻線は、直交制御トランスの駆動巻線であって、

上記直交制御トランスは、上記駆動巻線と、上記一次巻線と一次側直列共振コンデンサに対して直列接続された検出巻線と、これら駆動巻線と検出巻線とは直交方向に巻かれ上記二次側直流出力電圧のレベルの変化に応じたレベルの制御電流が供給される制御巻線とを有し、上記制御電流を可変することで上記駆動巻線のインダクタンスが可変制御されることを特徴とする請求の範囲第 8 項に記載のスイッチング電源回路。

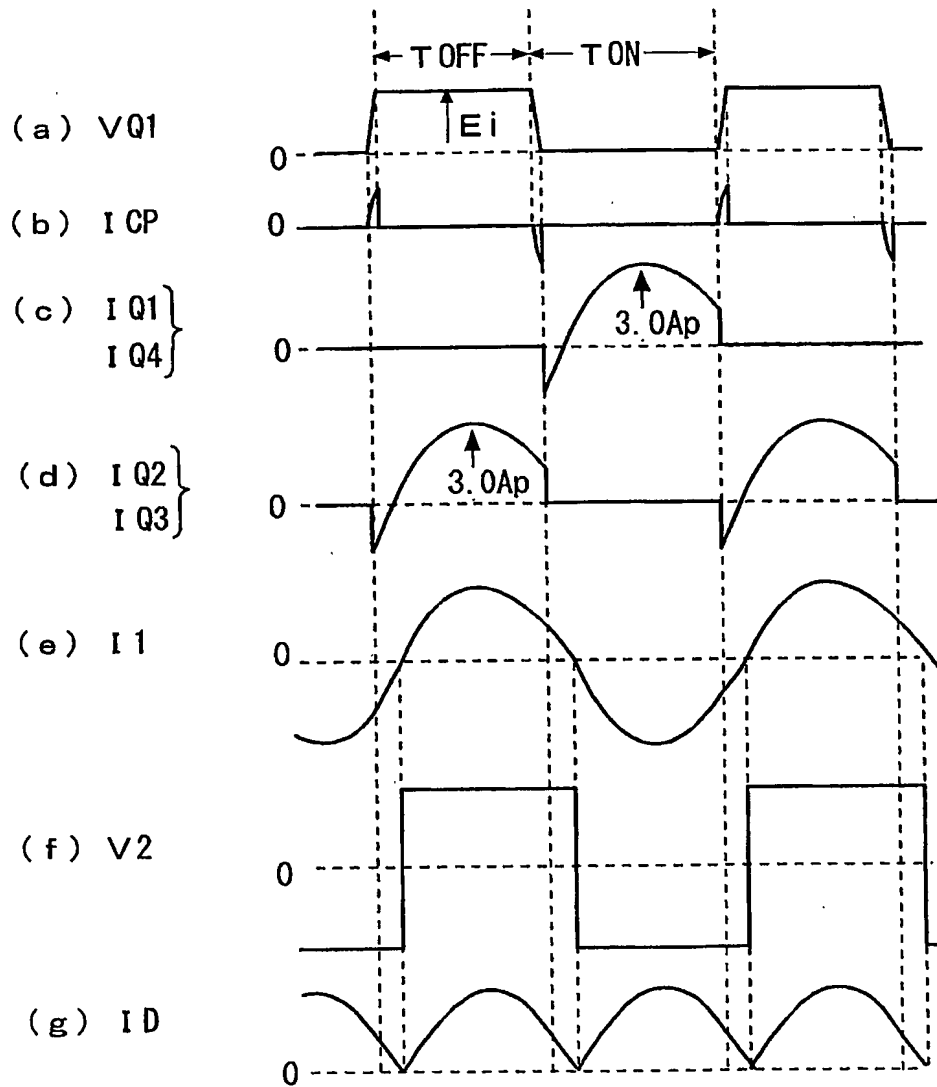
10 10. 上記コンバータトランスの二次巻線の中央部には、基準電位に接続されるセンタータップが設けられ、上記二次巻線の両端部には、それぞれに整流器と平滑コンデンサとが設けられ、両波整流が行われることを特徴とする請求の範囲第 1 項または第 4 項に記載のスイッチング電源回路。

Fig.1



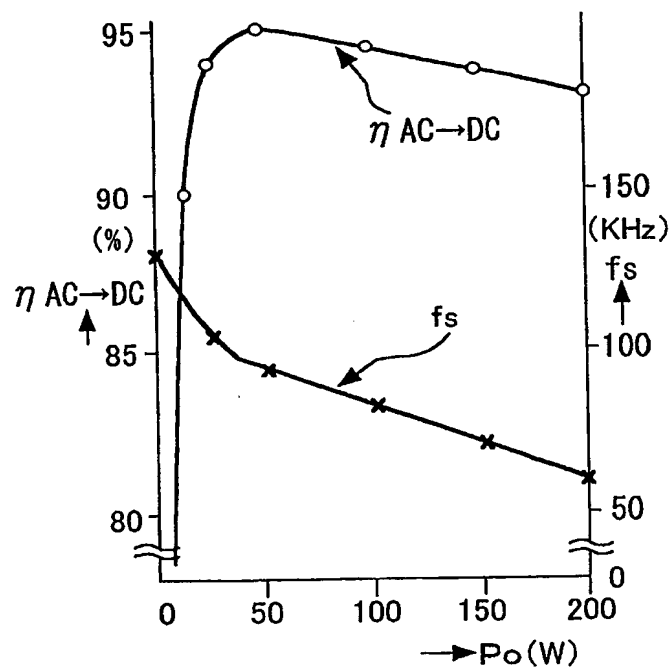
2/27

Fig.2



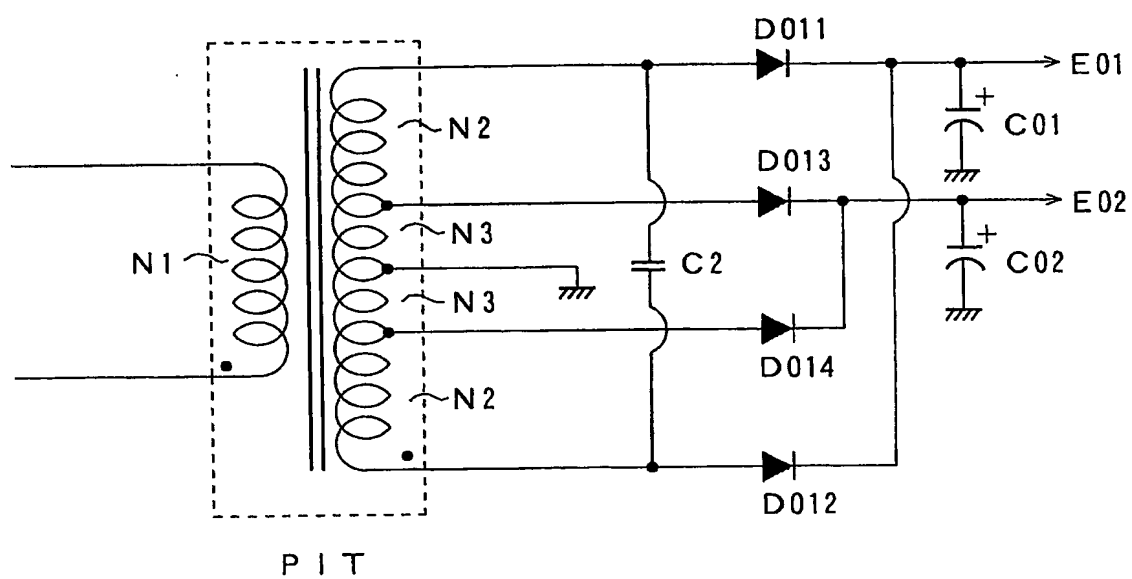
3/27

Fig.3



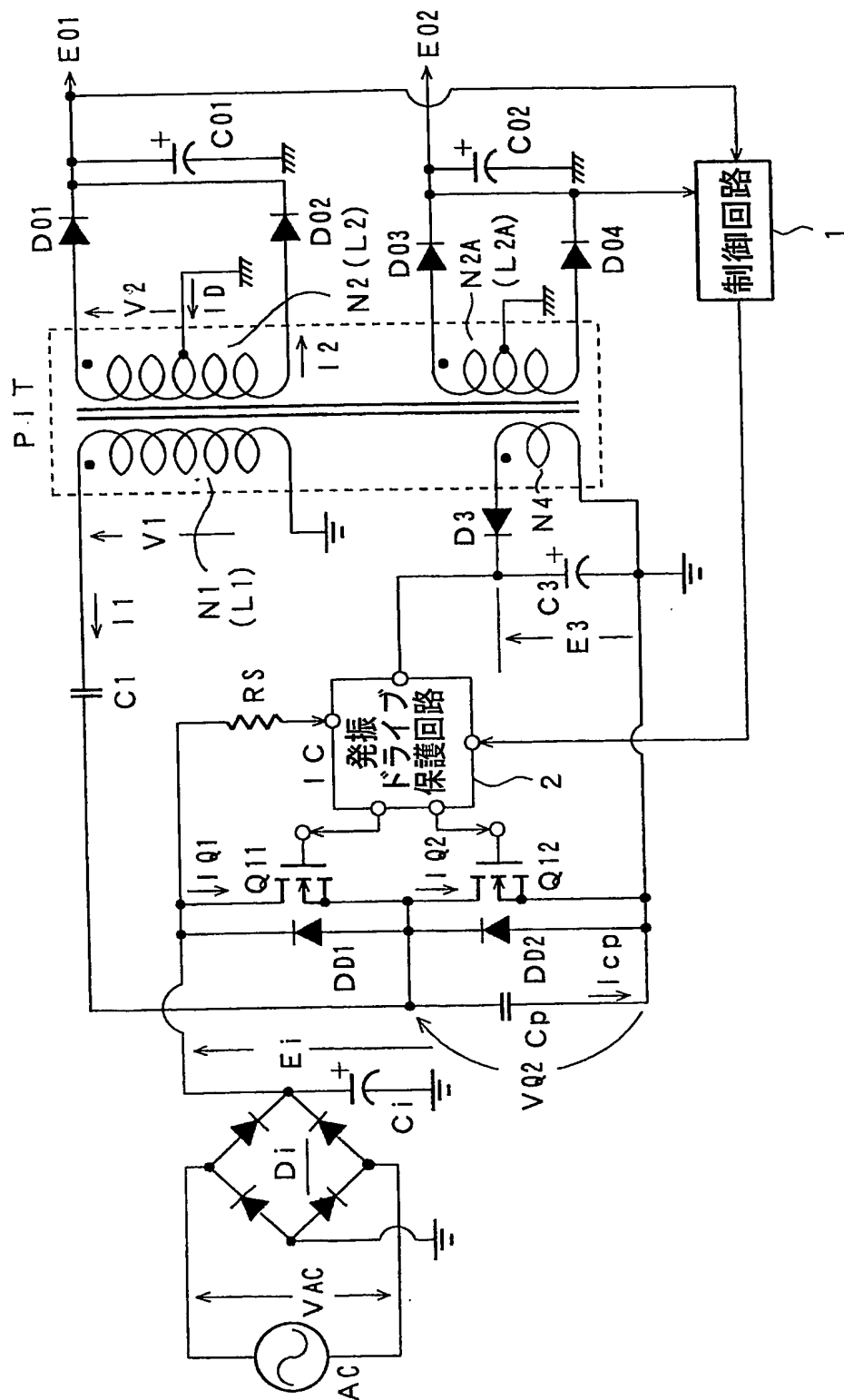
4/27

Fig.4



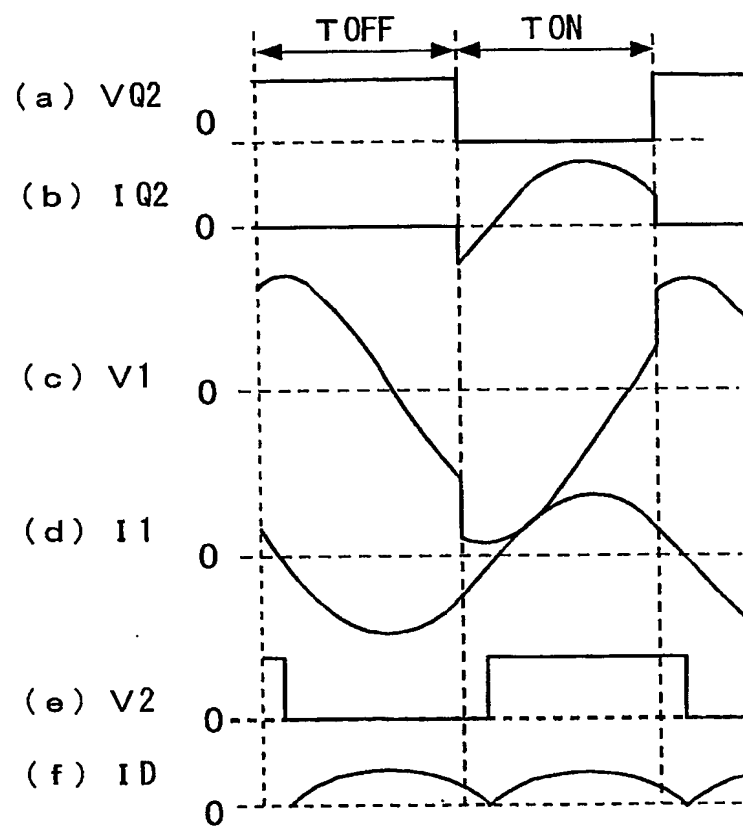
5/27

Fig.5



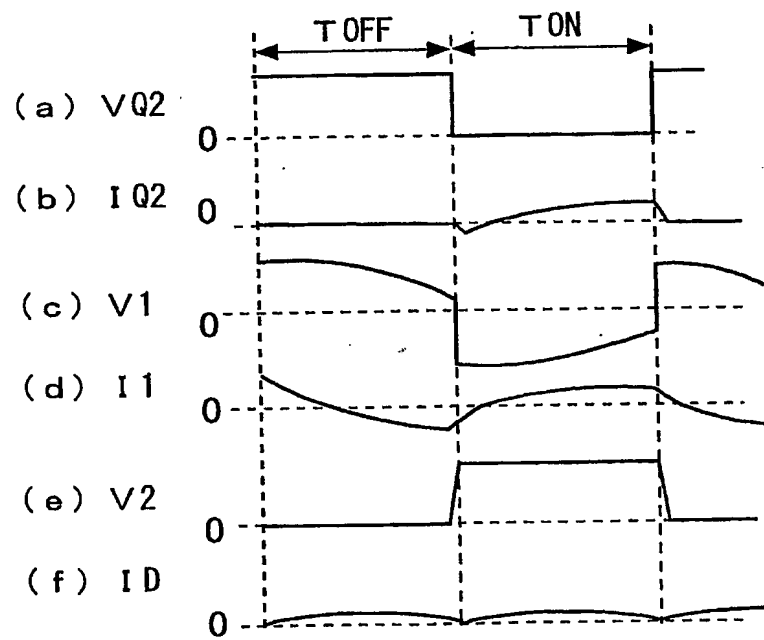
6/27

Fig.6



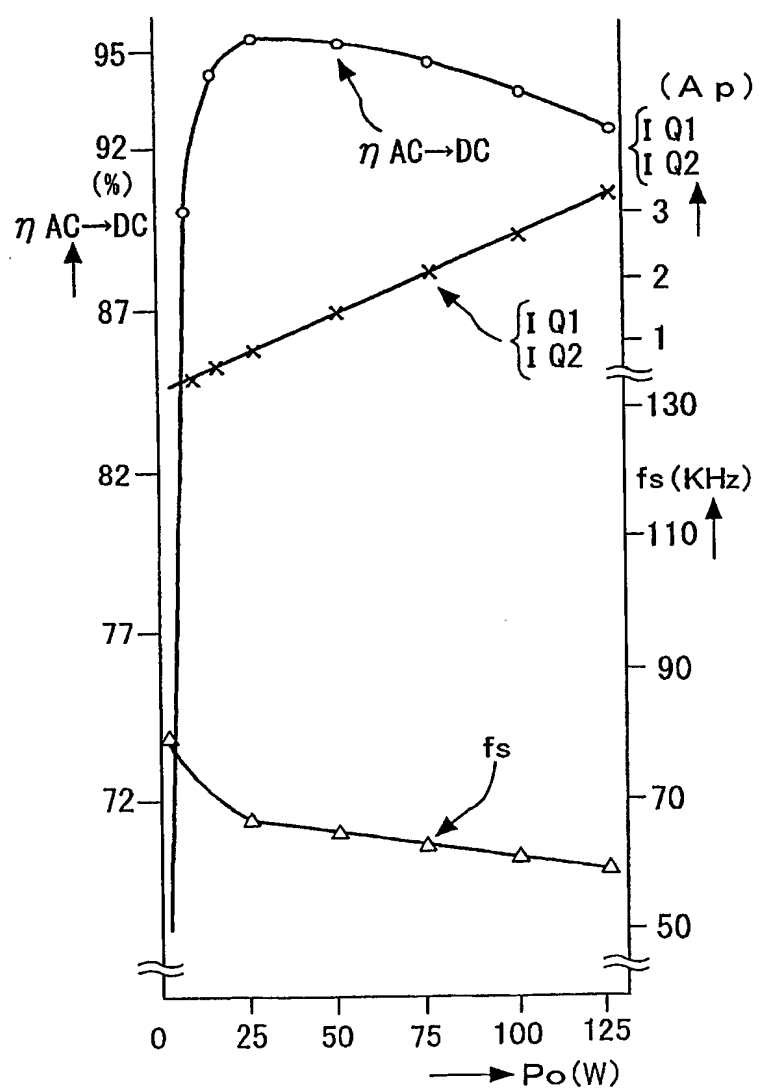
7/27

Fig.7



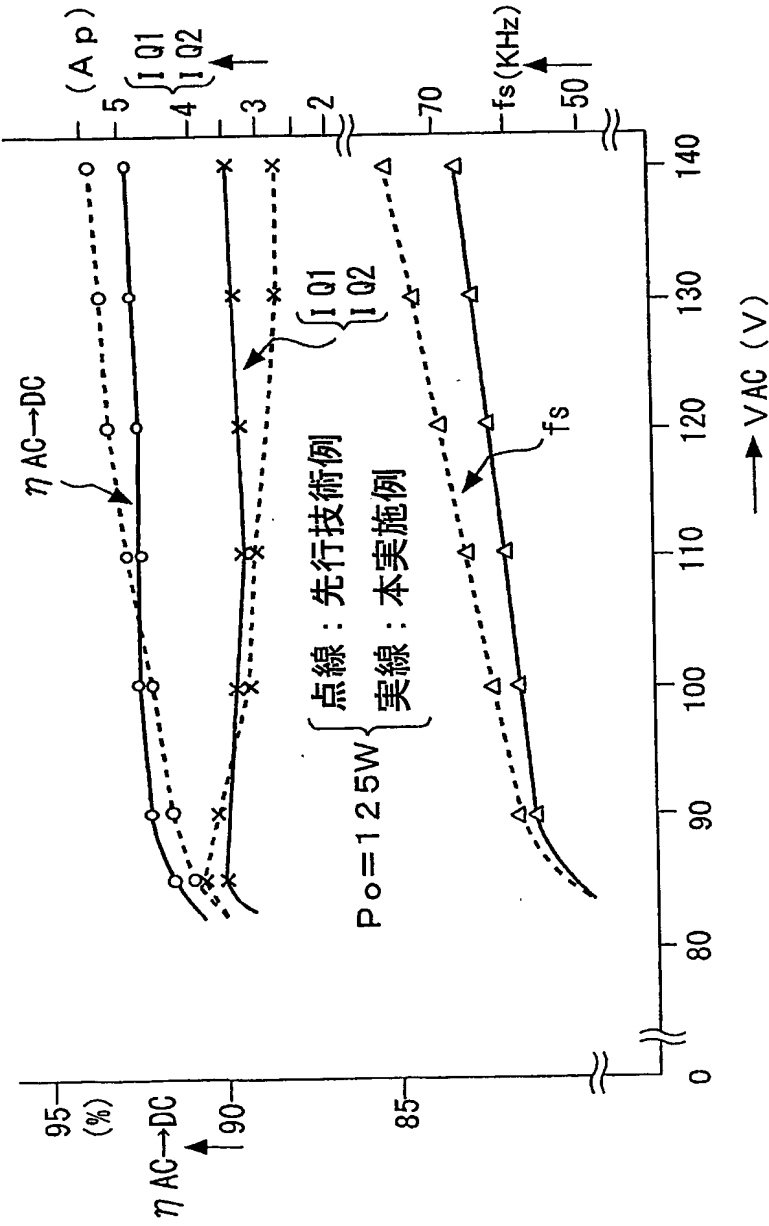
8/27

Fig.8



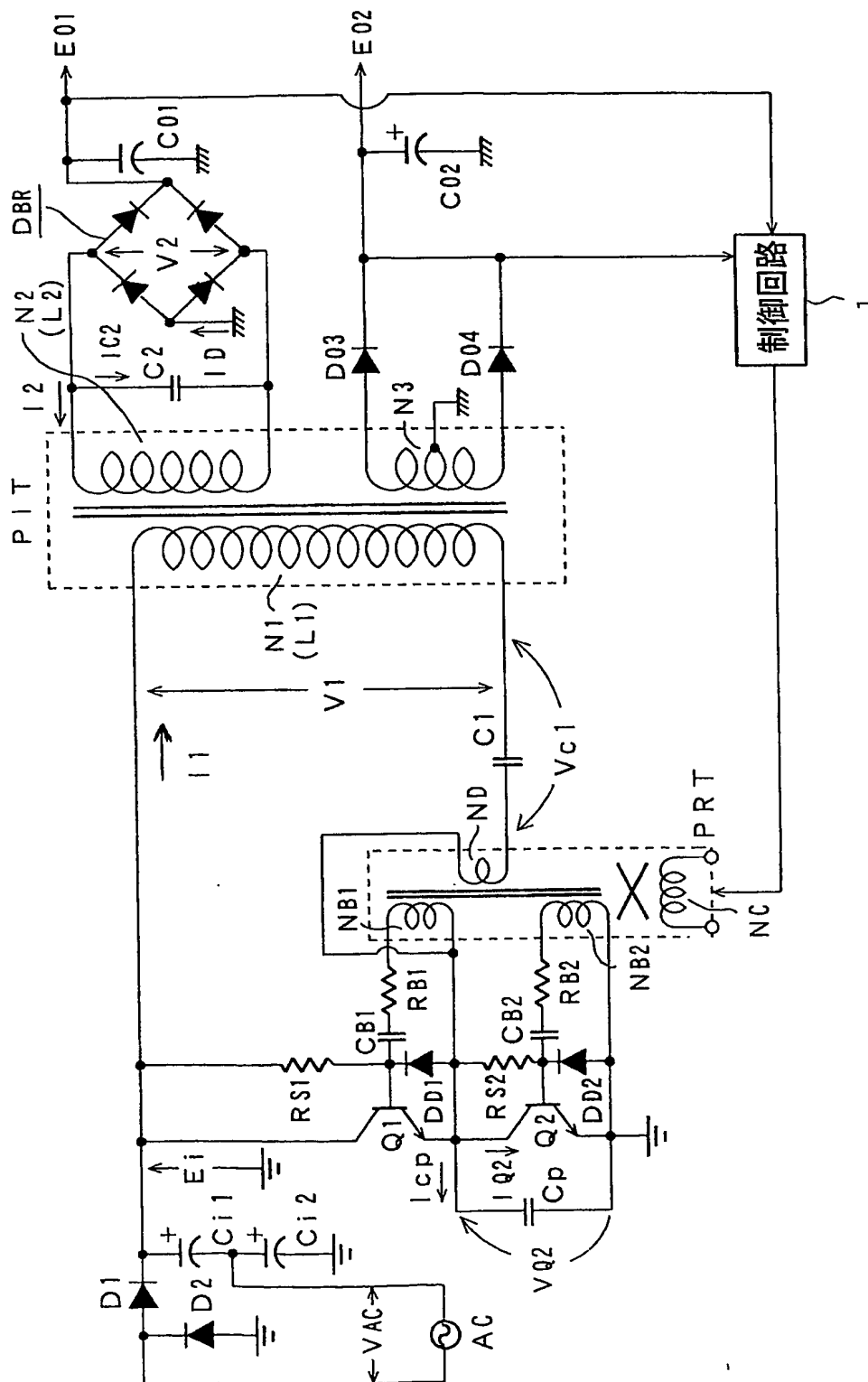
9/27

Fig.9



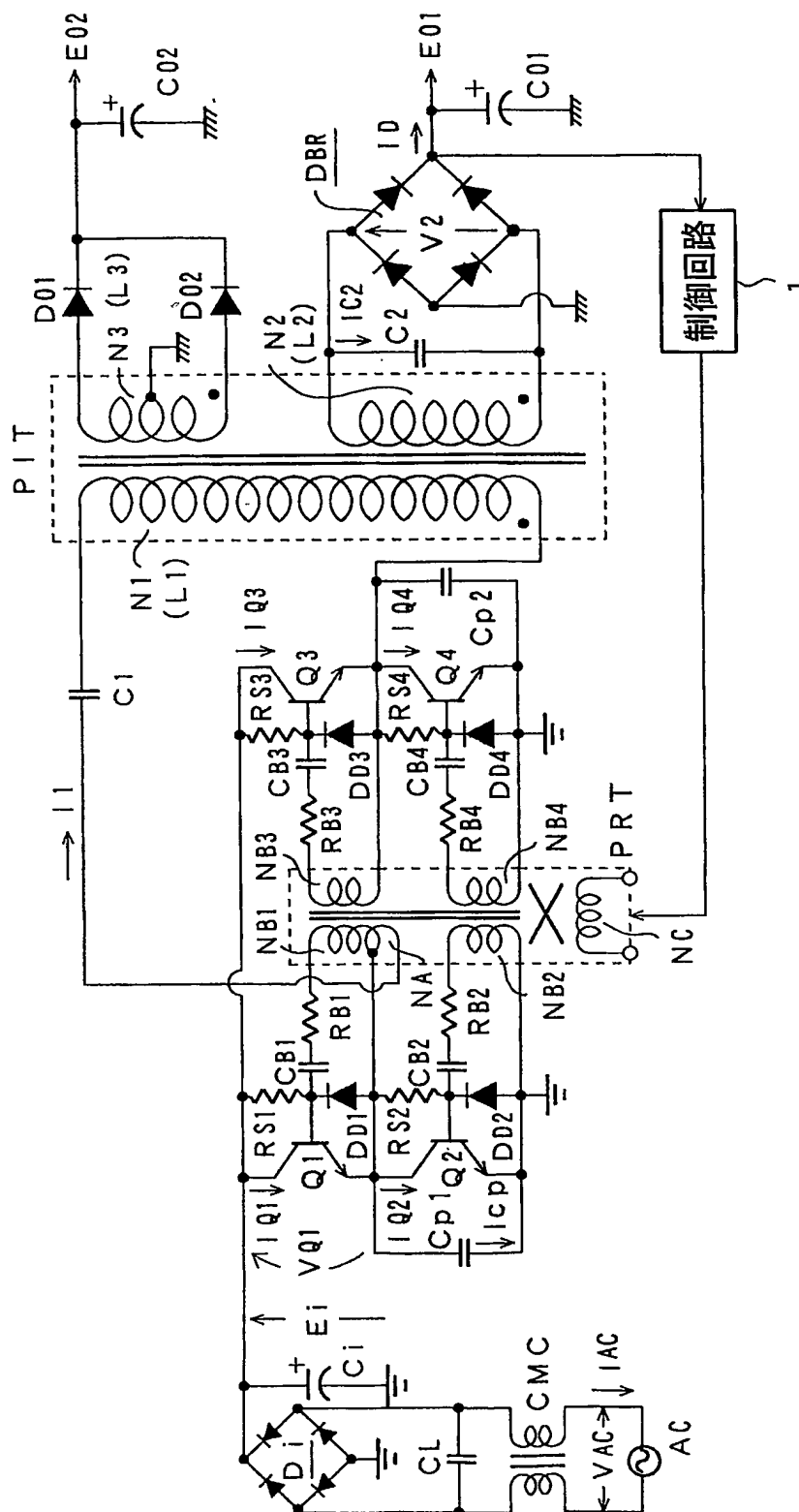
10/27

Fig.10



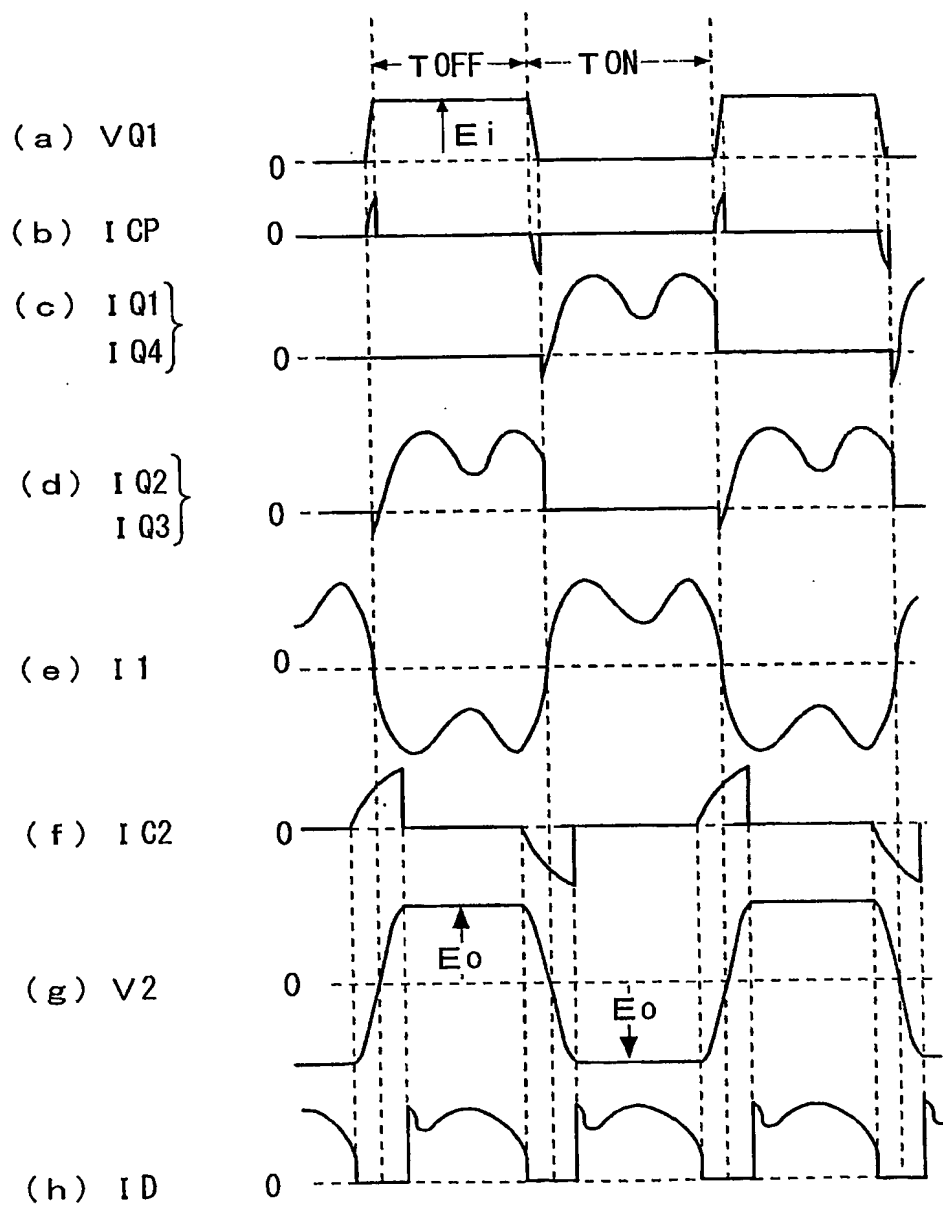
11/27

Fig.11



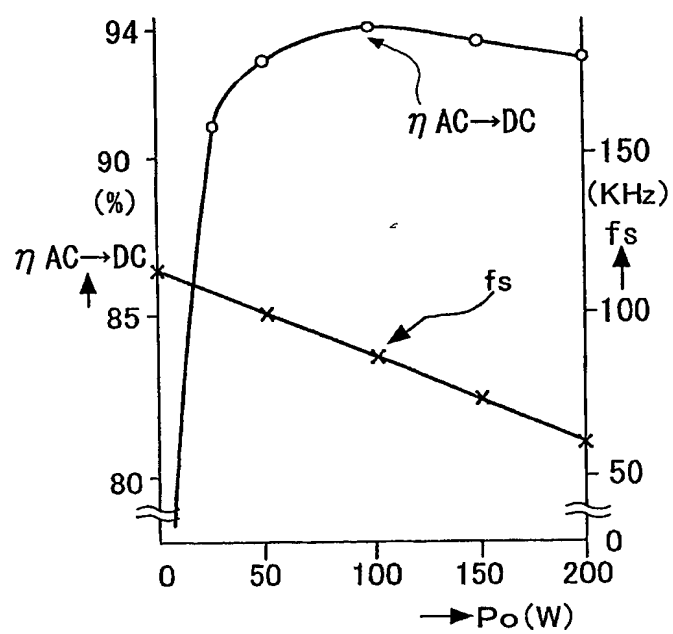
12/27

Fig.12



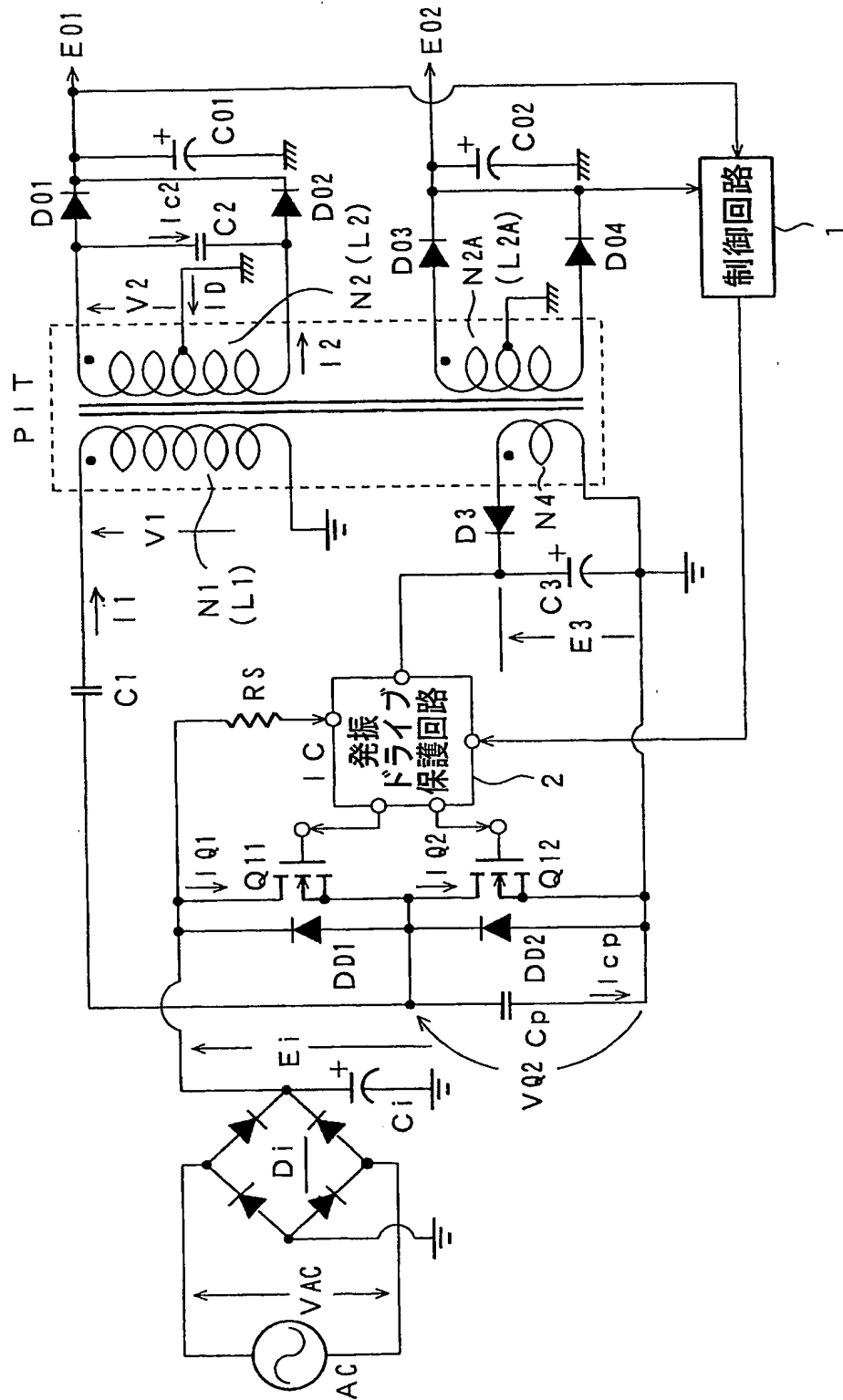
13/27

Fig.13



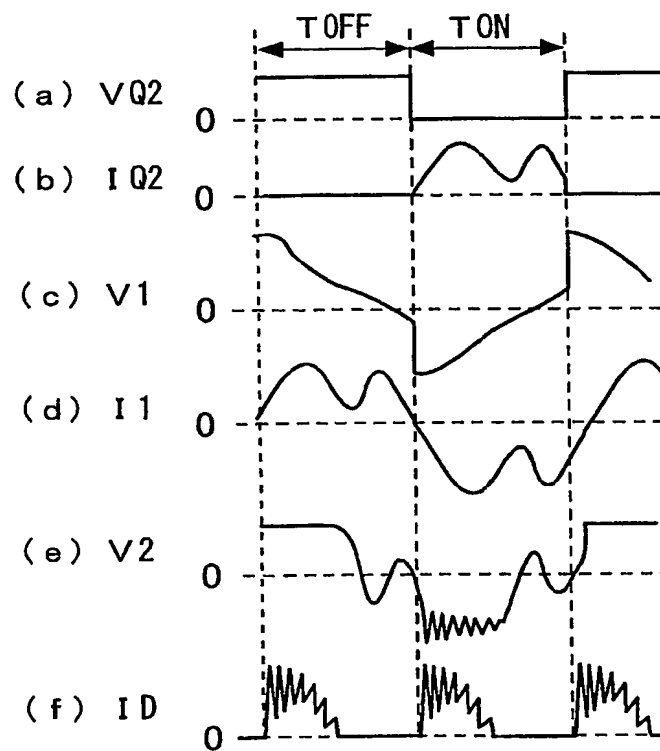
14/27

Fig.14



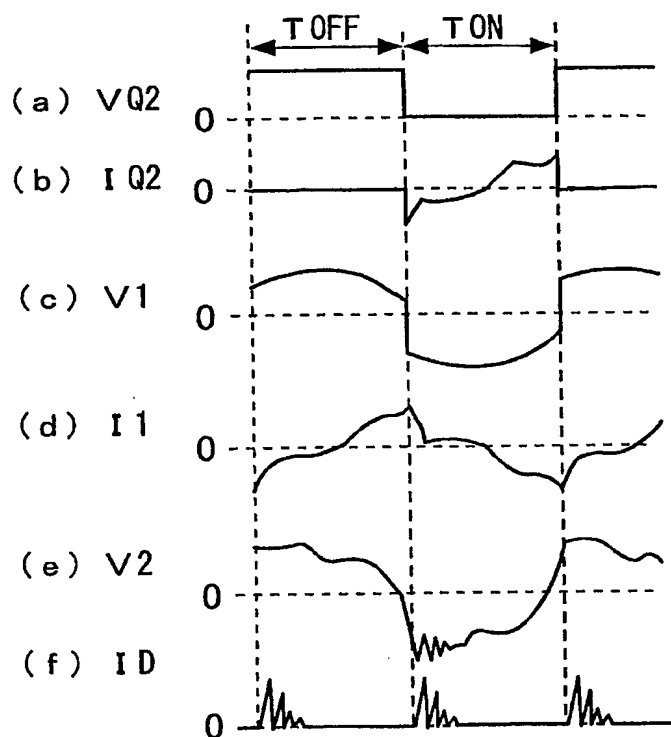
15/27

Fig.15



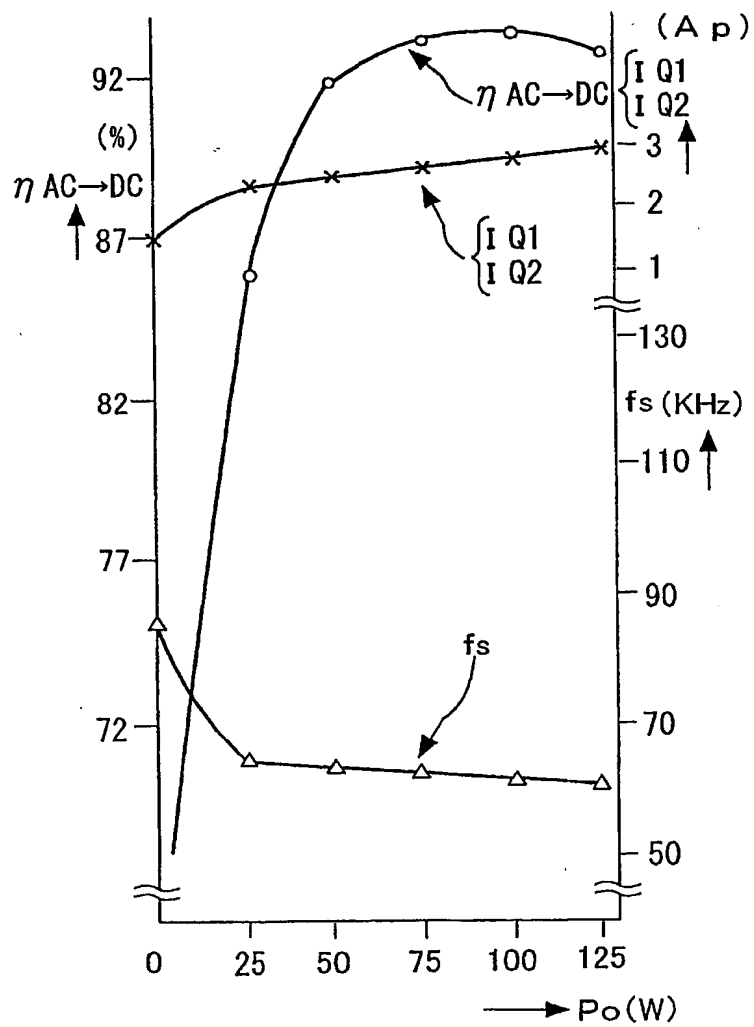
16/27

Fig.16



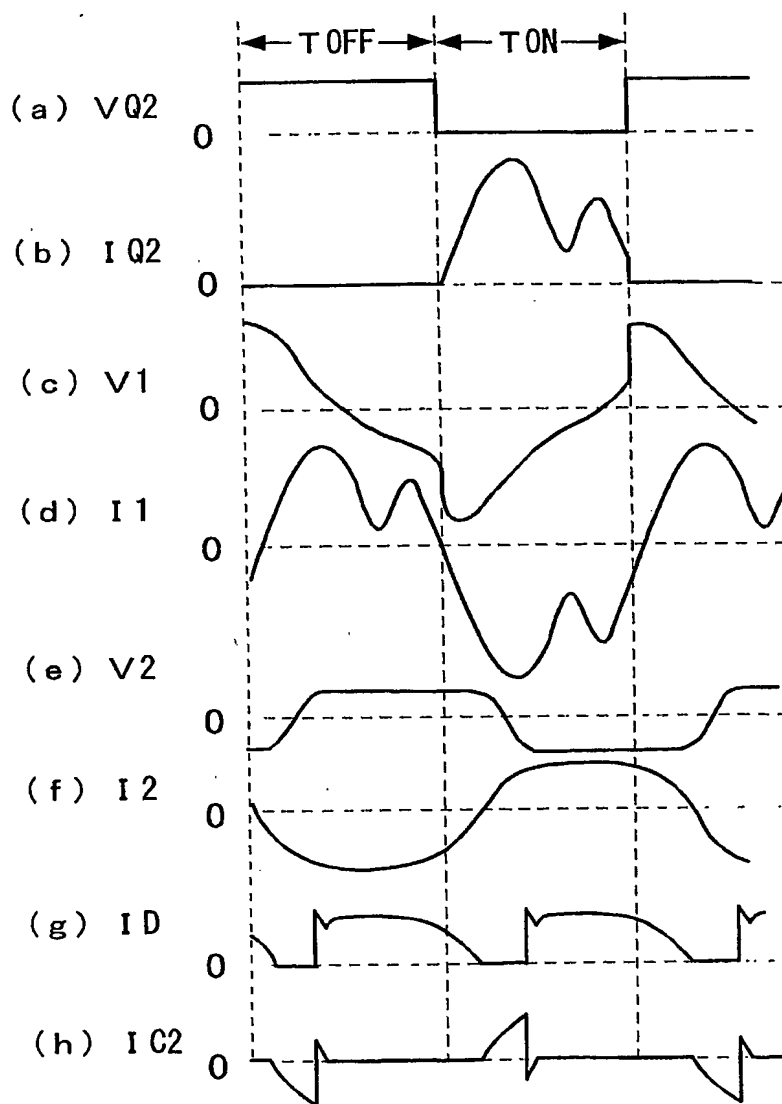
17/27

Fig.17



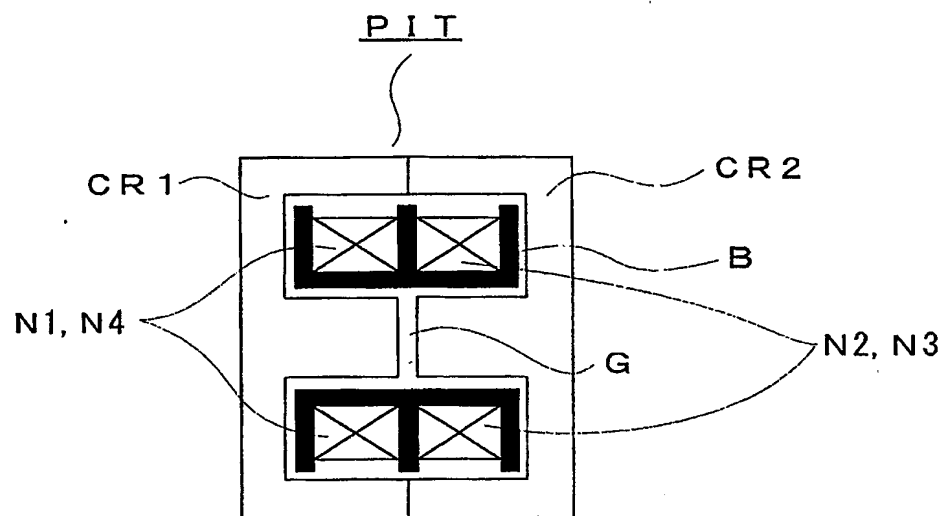
18/27

Fig.18



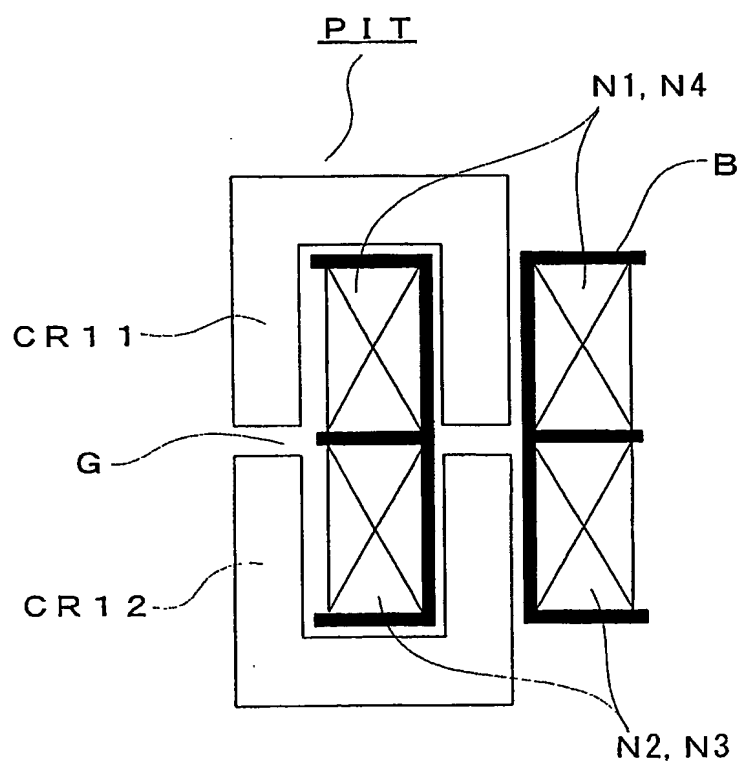
19/27

Fig.19



20/27

Fig.20



21/27

Fig.21

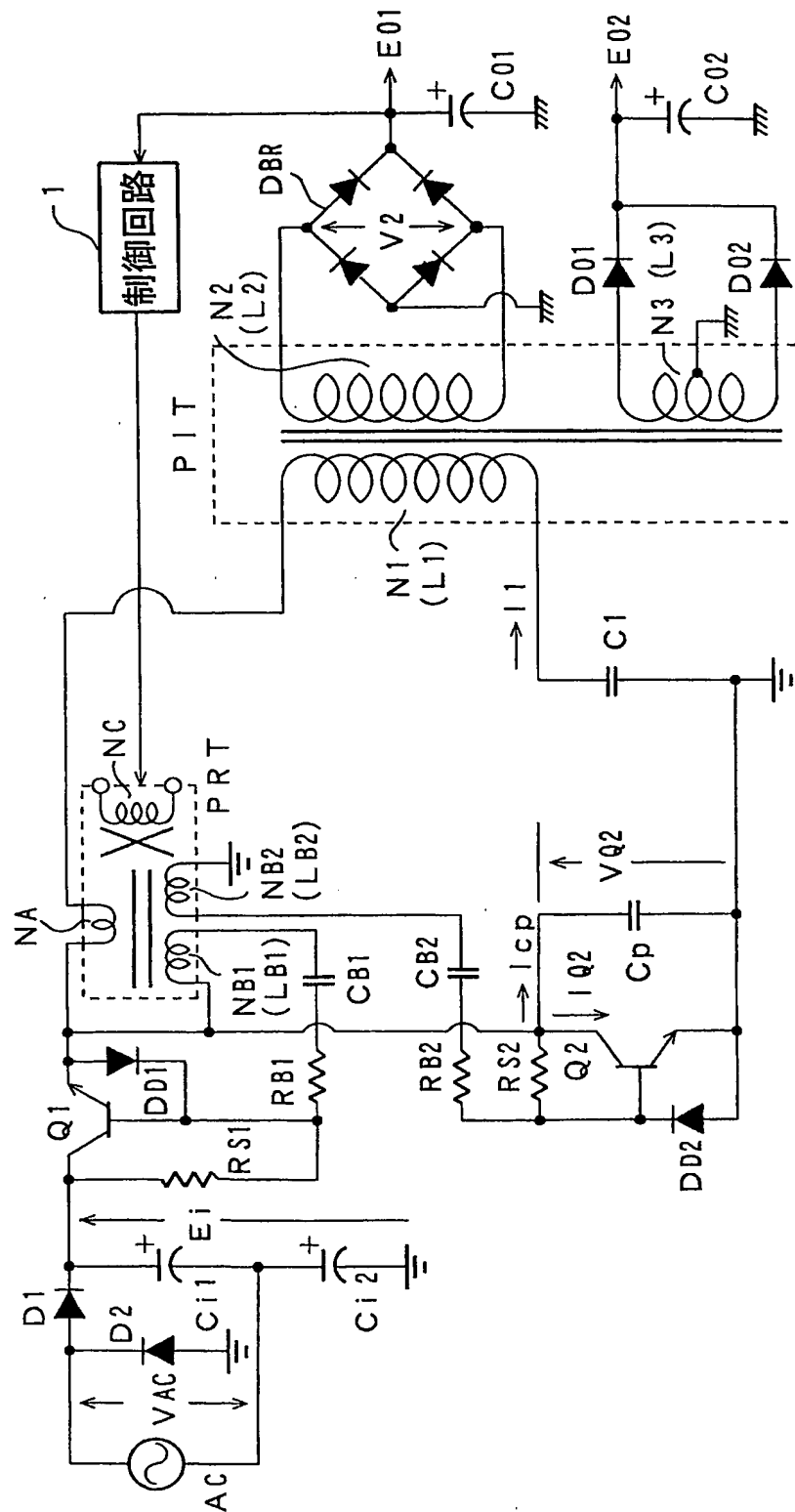
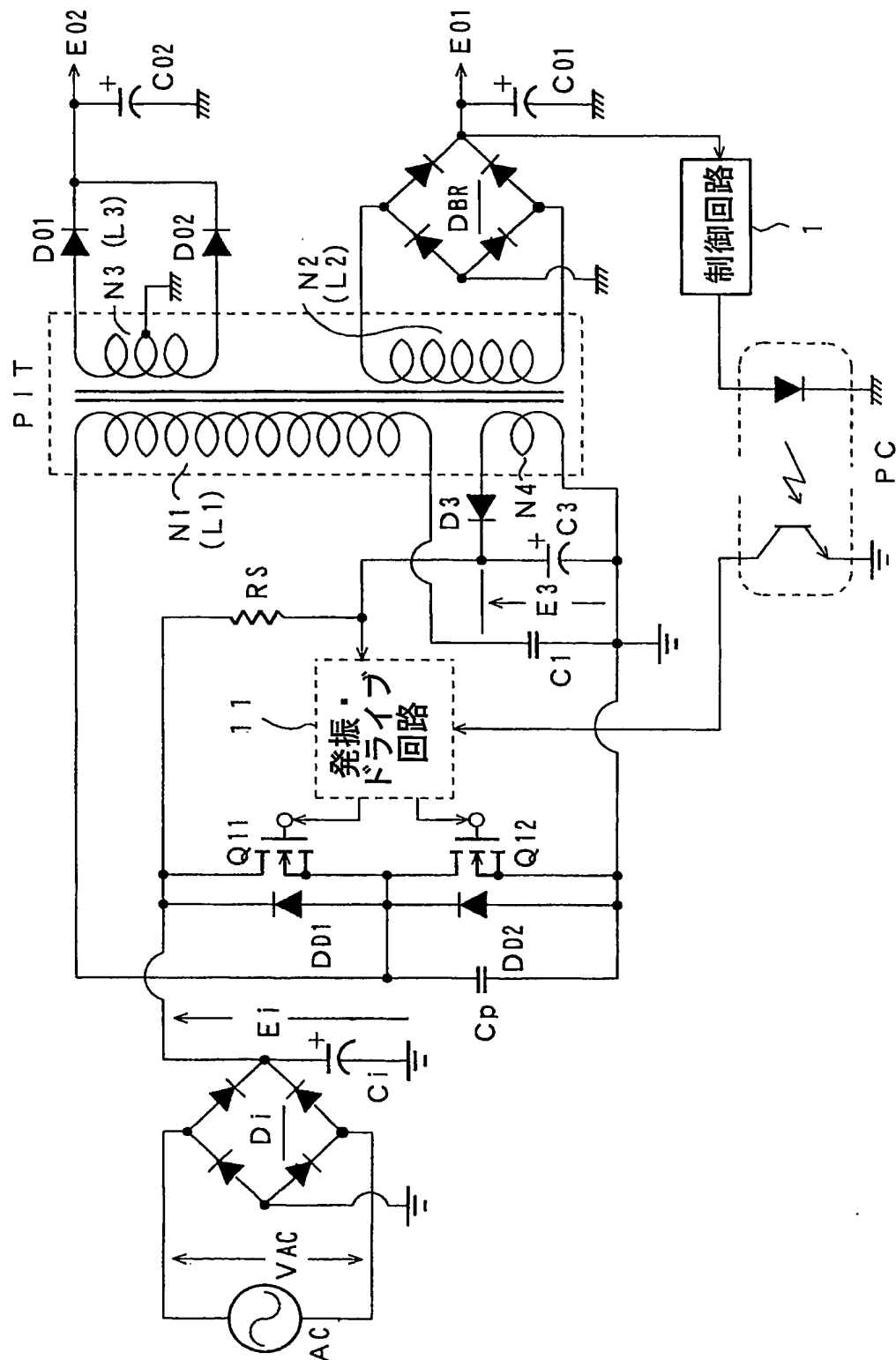
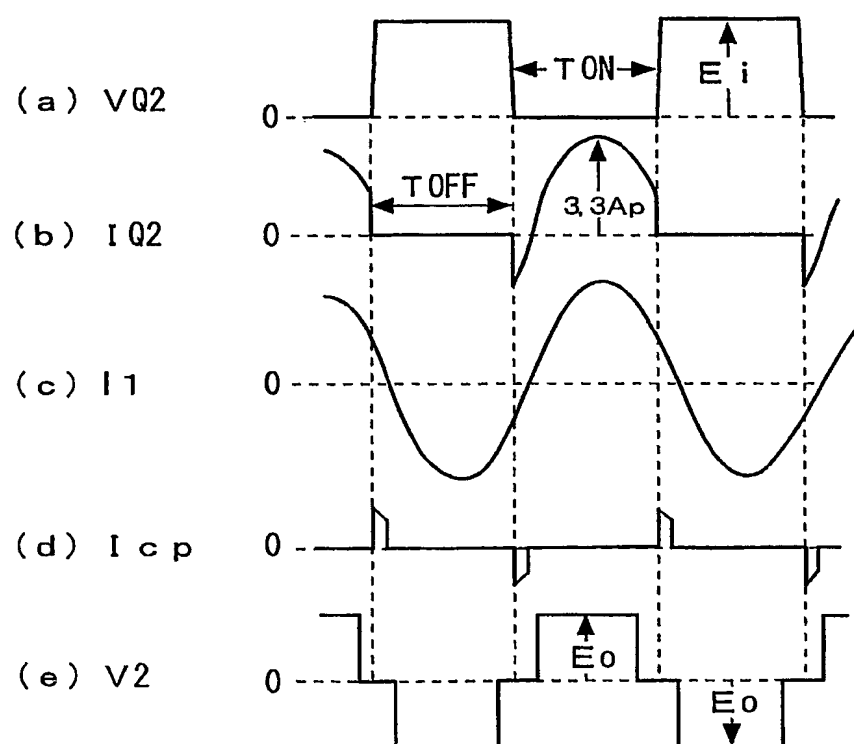


Fig. 22



23/27

Fig.23



24/27

Fig.24

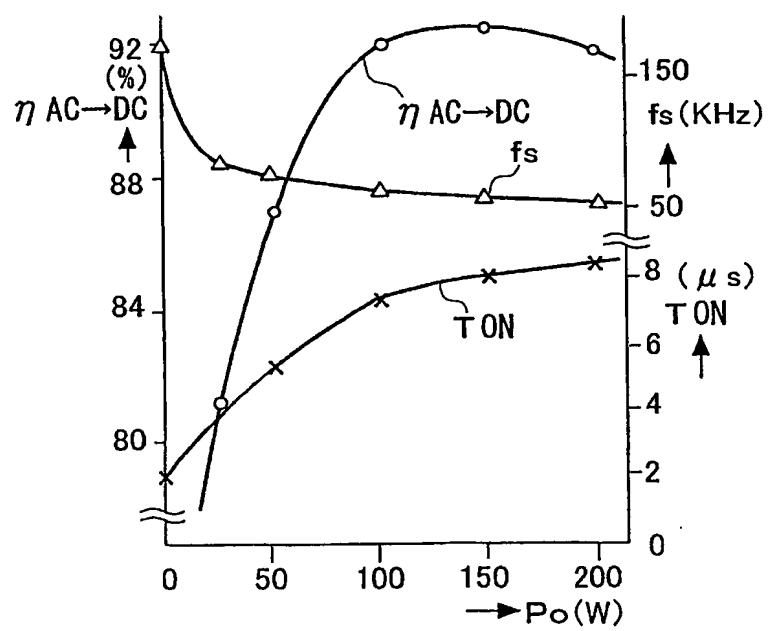
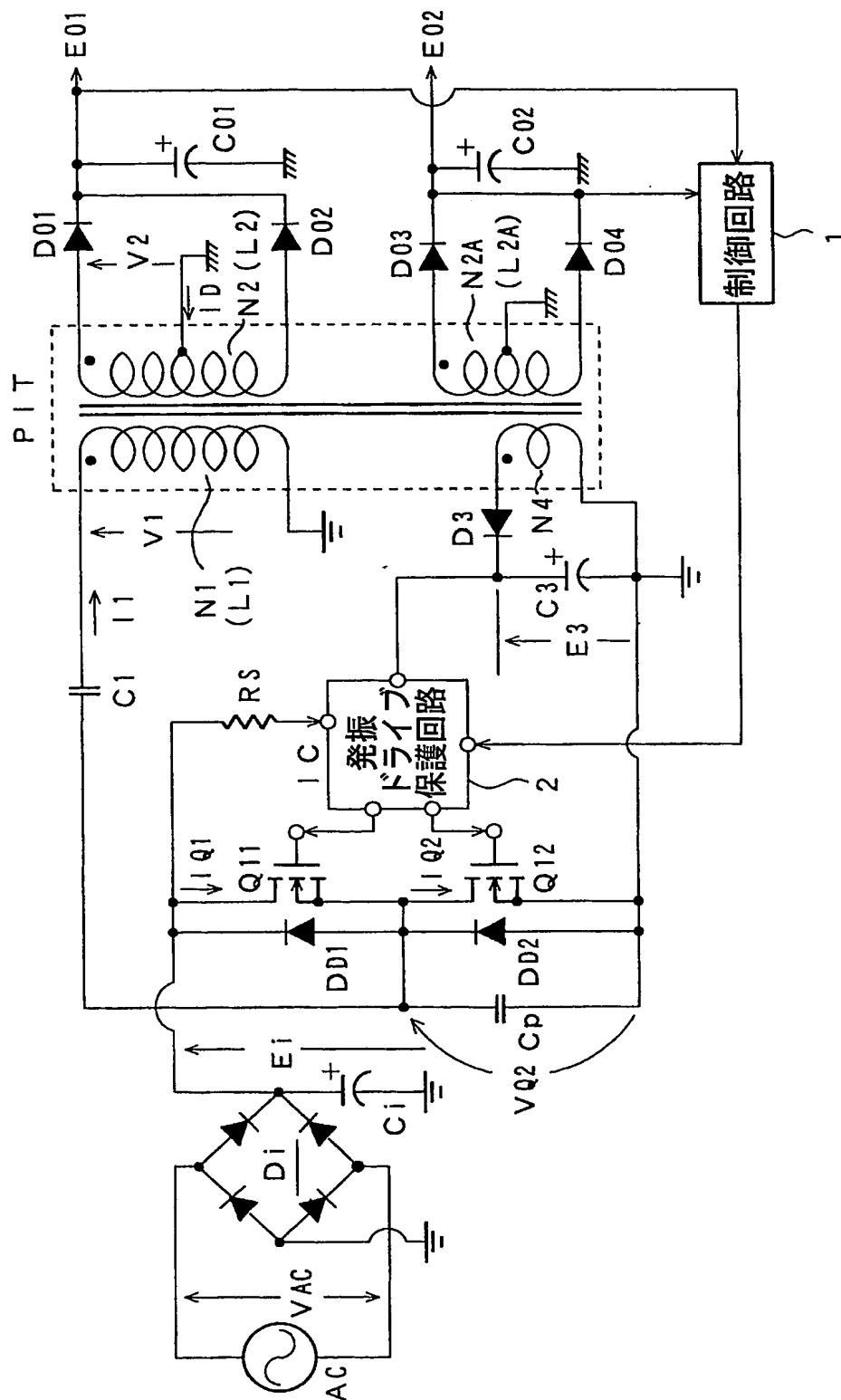


Fig.25



26/27

Fig.26

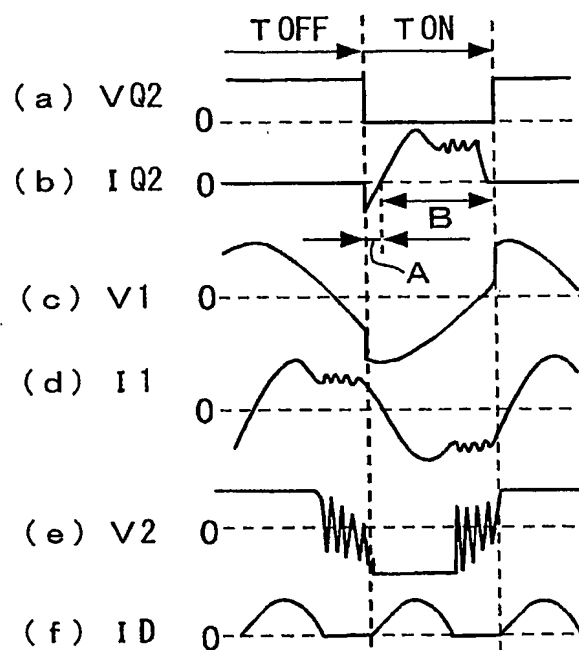
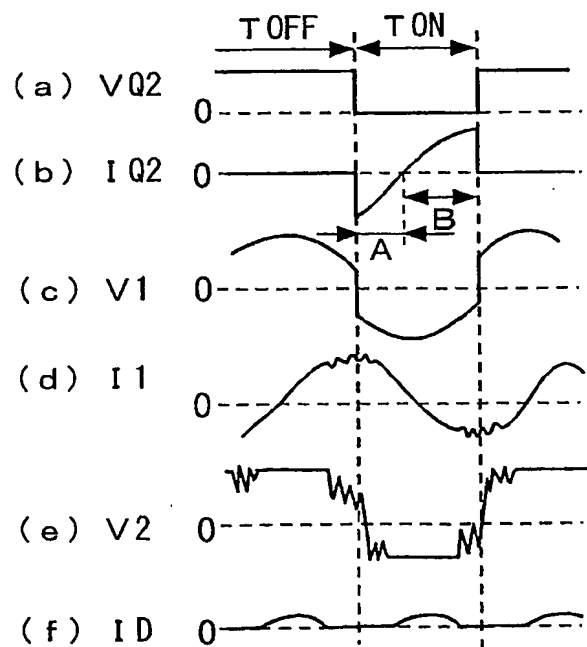


Fig.27



27/27

Fig.28

